



TUGAS AKHIR - TE 141599

PERBAIKAN KINERJA SISTEM *GENERALIZED FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING* DENGAN MENGGUNAKAN *OFFSET QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION*

Feris Hepi Ramadiansyah
NRP 2213100040

Dosen Pembimbing
Dr. Ir. Titiek Suryani, M.T.
Dr. Ir. Suwadi, M.T.

DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2017



FINAL PROJECT - TE 141599

***PERFORMANCE IMPROVEMENTS OF GENERALIZED
FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYSTEM USING
OFFSET QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION***

Feris Hepi Ramadiansyah
NRP 2213100040

Advisors

Dr. Ir. Titiek Suryani, M.T.
Dr. Ir. Suwadi, M.T.

DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
Faculty of Electrical Technology
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2017

PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR

Dengan ini saya menyatakan bahwa isi sebagian maupun keseluruhan Tugas Akhir dengan judul “**Perbaikan Kinerja Sistem *Generalized Frequency Division Multiplexing* dengan menggunakan *Offset Quadrature Amplitude Modulation***” adalah benar hasil karya intelektual mandiri, diselesaikan tanpa menggunakan bahan-bahan yang tidak diijinkan dan bukan merupakan karya orang lain yang saya akui sebagai karya sendiri.

Semua referensi yang dikutip maupun dirujuk telah ditulis secara lengkap pada daftar pustaka. Apabila ternyata pernyataan ini tidak benar, saya bersedia menerima sanksi sesuai peraturan yang berlaku.

Surabaya, Juni 2017

Feris Hepi Ramadiansyah
NRP 2213100040

**PERBAIKAN KINERJA SISTEM GENERALIZED
FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING DENGAN
MENGUNAKAN OFFSET QUADRATURE AMPLITUDE
MODULATION**

TUGAS AKHIR

**Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik
pada
Bidang Studi Telekomunikasi Multimedia
Departemen Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember**

Menyetujui :

Dosen Pembimbing I



Dr. Ir. Titiek Suryani, M.T.
NIP. 19641130 1989032 001

Dosen Pembimbing II



Dr. Ir. Suwadi, M.T.
NIP. 19680818 1993031 002



PERBAIKAN KINERJA SISTEM *GENERALIZED FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING* DENGAN MENGGUNAKAN *OFFSET QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION*

Nama : Feris Hepi Ramadiansyah
Dosen Pembimbing : 1. Dr. Ir. Titiek Suryani, M.T.
2. Dr. Ir. Suwadi, M.T.

ABSTRAK

Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM) merupakan kandidat yang menjanjikan untuk bentuk gelombang dari generasi kelima (5G) pada komunikasi nirkabel. GFDM adalah teknik pengiriman data dengan blok berbasis teknik *filtered-multicarrier non-orthogonal* di mana masing-masing *subcarrier* dibentuk dengan bentuk pulsa *non-rectangular filter*. Penggunaan modulasi QAM pada GFDM sudah cukup baik untuk dapat meningkatkan efisiensi spektral, namun disisi lain QAM memiliki kelemahan yaitu kompleksitas implementasi yang tinggi dan masih terdapat ICI (*Intercarrier Interference*).

Salah satu peluang untuk mengatasi hal tersebut adalah dengan cara menerapkan modulasi *Offset QAM*. Dengan skema OQAM, spektrum kanal yang berdekatan terjadi *overlap* tanpa mengakibatkan *crosstalk* antar *subcarrier* yang dikarenakan penundaan setengah simbol waktu antara komponen *inphase* dan *quadrature* sinyal pada setiap *subcarrier*. Hal ini akan mengurangi efek dari ICI (*Intercarrier Interference*) karena terjadi pengurangan jarak kanal yang berdekatan pada *subcarrier*. Guna melihat kinerja modulasi OQAM, maka pada penelitian ini dibandingkan dua skema antara sistem GFDM menggunakan modulasi OQAM dan modulasi QAM dengan dilakukan analisa dalam hal performa *bit error rate* (BER) pada kasus kanal AWGN dan *Rayleigh Fading*.

Dari hasil simulasi dapat diketahui bahwa sistem GFDM/OQAM memiliki kinerja lebih baik dibandingkan GFDM/QAM. Hal itu terlihat pada saat hasil simulasi untuk SNR 25dB mengalami penurunan nilai BER dari modulasi QAM ke modulasi OQAM mencapai 99,56% pada kanal AWGN dan 23,61% pada kanal *Rayleigh Fading*.

Kata Kunci : GFDM, , *Offset QAM*, AWGN, *Rayleigh Fading*.

[Halaman Ini Sengaja Dikosongkan]

***PERFORMANCE IMPROVEMENTS OF GENERALIZED
FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYSTEM USING
OFFSET QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION***

Name : Feris Hepi Ramadiansyah
Advisors : 1. Dr. Ir. Titiek Suryani, M.T.
: 2. Dr. Ir. Suwadi, M.T.

ABSTRACT

Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM) is one of the candidate for the fifth generation (5G) wireless communications. GFDM is a block based on filtered-multicarrier non-orthogonal technique in which each subcarrier is formed with a non-rectangular filter pulse shape. The use of QAM modulation in GFDM has been good enough to increase spectral efficiency, but on the other hand QAM has some susceptibilities, the complexity of high implementation and ICI (Intercarrier Interference) included.

One of the opportunities to overcome the susceptibilities is by applying the Offset QAM modulation. By using the OQAM scheme, the adjacent channels spectrum are overlaps without causing crosstalk between subcarriers due to a delay of half time symbol between the inphase component and the quadrature signal on each subcarrier. It reduces the effect of ICI due to the reduction of adjacent channels distance on the subcarriers. In order to observe the performance of OQAM modulation, this study compared two schemes between the GFDM system using OQAM modulation and QAM modulation by analyzing the performance of bit error rate (BER) in the AWGN and Rayleigh Fading channels' cases.

From the simulation results show that the GFDM/OQAM system has better performance than GFDM/QAM system. It is seen that the simulation result of SNR 25dB decreased the BER value in QAM modulation to OQAM modulation achieving 99.56% on AWGN channel and 23.61% on Rayleigh Fading channel.

Keywords : GFDM, , Offset QAM, AWGN, Rayleigh Fading.

[Halaman Ini Sengaja Dikosongkan]

KATA PENGANTAR

Puji syukur penulis kehadiran Allah SWT, karena atas nikmat dan rahmat karunianya penulis dapat menyelesaikan tugas akhir yang berjudul:

Perbaikan Kinerja Sistem *Generalized Frequency Division Multiplexing* dengan menggunakan *Offset Quadrature Amplitude Modulation*

Tugas akhir ini disusun untuk memenuhi syarat menyelesaikan studi Strata-1 di jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Elektro, Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya. Selama penyusunan tugas akhir penulis mendapatkan banyak dorongan, bimbingan, arahan dan uluran tangan dari berbagai pihak. Oleh karena itu penulis ingin mengucapkan terima kasih kepada :

1. Kedua orang tua tercinta Bapak Sudarto, Ibu Uswatun Khasanah, dan kakak Frisca Rizqi Amalia yang dengan tulus selalu memberikan do'a, semangat, dan dukungan penuh dalam situasi apa pun.
2. Ibu Dr. Ir. Titiek Suryani, MT, dan Bapak Dr. Ir. Suwadi, MT. yang telah memberikan motivasi, bimbingan, dan arahan hingga penulis mampu menyelesaikan permasalahan dan kendala dari tugas akhir.
3. Tim GFDM yaitu Mbak Endah, Mbak Dara, dan Ibu Ari yang telah membantu penulis dalam penelitian dan menyelesaikan tugas akhir.
4. Keluarga e53, keluarga Telkom dan Lab B.304 yang selalu ada untuk saling menguatkan dalam pengerjaan tugas akhir.

Semoga Tugas Akhir ini dapat bermanfaat bagi pembacanya. Penulis menyadari bahwa dalam tugas akhir ini masih banyak kekurangan sehingga diperlukan kritik dan saran untuk menyempurnakannya.

Surabaya, Juni 2017

Feris Hepi Ramadiansyah

[Halaman Ini Sengaja Dikosongkan]

DAFTAR ISI

Halaman

HALAMAN JUDUL	
PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR	
HALAMAN PENGESAHAN	
ABSTRAK	i
ABSTRACT	iii
KATA PENGANTAR	v
DAFTAR ISI	vii
TABLE OF CONTENTS	ix
DAFTAR GAMBAR	xi
DAFTAR TABEL	xiii
BAB 1 PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Perumusan Masalah	2
1.3 Tujuan	2
1.4 Batasan Masalah	2
1.5 Metodologi Penelitian	2
1.6 Sistematika Penulisan	3
1.7 Relevansi	4
BAB 2 TINJAUAN PUSTAKA	5
2.1 Modulasi Digital	5
2.1.1 Modulasi <i>Quadrature Amplitude Modulation</i> (QAM)	5
2.1.2 Modulasi <i>Offset QAM</i> (OQAM)	8
2.2 Sistem <i>Generalized Frequency Division Multiplexing</i> (GFDM)	13
2.2.1 Transmitter	15
2.2.2 Model Kanal	17
2.2.3 Receiver	17
2.2.4 Prinsip dari GFDM/OQAM	18
2.2.5 <i>Cyclic Prefix</i>	19
2.3 <i>Pulse Shaping Filter</i>	20
2.4 Kanal Propagasi	22
2.4.1 Kanal <i>Rayleigh Fading</i>	22
2.4.2 Kanal AWGN	26
2.5 Teknik Estimasi BER	28
2.6 Perhitungan PSD	30
BAB 3 PEMODELAN DAN SIMULASI SISTEM	31

3.1	Parameter Simulasi Sistem GFDM	31
3.2	Pemodelan Sistem	33
3.2.1	Bagian <i>Transmitter</i>	33
3.2.2	Bagian <i>Receiver</i>	48
3.2.3	Simulasi Analisa BER	51
3.2.4	Simulasi Analisa PSD	52
BAB 4	PENGAMBILAN DAN ANALISA DATA	53
4.1	Data Simulasi	53
4.2	Hasil Simulasi Sistem GFDM dengan Menggunakan Modulasi QAM pada Kanal AWGN	53
4.3	Hasil Simulasi Sistem GFDM dengan Menggunakan Modulasi <i>Offset</i> QAM pada Kanal AWGN	55
4.4	Hasil Perbandingan Simulasi Sistem GFDM dengan Menggunakan Modulasi QAM pada Kanal AWGN dengan <i>rectangular</i> dan <i>non-rectangular pulse</i>	57
4.5	Hasil Perbandingan Simulasi Sistem GFDM dengan Menggunakan Modulasi <i>Offset</i> QAM dan QAM pada Kanal AWGN	59
4.6	Hasil Perbandingan Simulasi Sistem GFDM dengan Menggunakan Modulasi <i>Offset</i> QAM dan QAM pada Kanal AWGN dengan <i>Roll-of-factor</i> yang berbeda	60
4.7	Hasil Perbandingan Simulasi Sistem GFDM dengan Menggunakan Modulasi <i>Offset</i> QAM dan QAM pada Kanal <i>Rayleigh Fading</i> ...	62
4.8	Hasil Simulasi <i>Power Spectral Density</i> pada GFDM/OQAM dan GFDM/QAM	64
BAB 5	PENUTUP	65
5.1	Kesimpulan	65
5.2	Saran	66
DAFTAR PUSTAKA		67
LAMPIRAN A		69
LAMPIRAN B	Hasil <i>Bit Error Rate</i> Simulasi	71
LAMPIRAN C	LISTING PROGRAM	75
BIOGRAFI PENULIS		93

TABLE OF CONTENTS

Page

TITLE PAGE	
VALIDATION SHEET	
APPROVAL SHEET	
ABSTRACT (IND)	i
ABSTRACT (ENG)	iii
INTRODUCTION	v
TABLE OF CONTENTS (IND)	vii
TABLE OF CONTENTS (ENG)	ix
LIST OF FIGURE	xi
LIST OF TABLE	xiii
CHAPTER 1 INTRODUCTION	1
1.1 Background	1
1.2 Problems	2
1.3 Objective	2
1.4 Scope	2
1.5 Methodology	2
1.6 Systematic of Writing	3
1.7 Relevance	4
CHAPTER 2 LITERATURE REVIEW	5
2.1 Digital Modulation	5
2.1.1 <i>Quadrature Amplitude Modulation (QAM)</i>	5
2.1.2 <i>Offset Quadrature Amplitude Modulation (OQAM)</i>	8
2.2 <i>Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM) System</i> ..	13
2.2.1 Transmitter	15
2.2.2 Channel Model	17
2.2.3 Receiver	17
2.2.4 Principle of GFDM/OQAM	18
2.2.5 <i>Cyclic Prefix</i>	19
2.3 <i>Pulse Shaping Filter</i>	20
2.4 Propagation Channel	22
2.4.1 <i>Rayleigh Fading Channel</i>	22
2.4.2 AWGN Channel	26
2.5 Estimation BER Techniques	28
2.6 PSD Calculation	30
CHAPTER 3 MODELING AND SIMULATION SYSTEM	31

3.1	Simulation Parameter GFDM System.....	31
3.2	Modeling System	33
3.2.1	<i>Transmitter</i> Part.....	33
3.2.2	<i>Receiver</i> Part.....	48
3.2.3	Analysis Simulation BER	51
3.2.4	Analysis Simulation PSD	52
CHAPTER 4 RETRIEVAL AND DATA ANALYSIS		53
4.1	Simulation Data	53
4.2	Simulation Result GFDM System by Using QAM Modulation on the AWGN Channel	53
4.3	Simulation Result GFDM System by Using <i>Offset</i> QAM Modulation on the AWGN Channel	55
4.4	Simulation Comparisson Result of GFDM System by Using QAM Modulation on the AWGN Channel with <i>rectangular</i> and <i>non-rectangular pulse</i>	57
4.5	Simulation Comparisson Result of GFDM System by Using Offset QAM and QAM Modulation on the AWGN Channel	59
4.6	Simulation Comparisson Result of GFDM System by Using <i>Offset</i> QAM and QAM Modulation on the AWGN Channel with different <i>Roll-of-factor</i>	60
4.7	Simulation Comparisson Result of GFDM System by Using Offset QAM and QAM Modulation on the AWGN Channel <i>Rayleigh Fading</i> Channel.....	62
4.8	Simulation Result <i>Power Spectral Density</i> on the GFDM/OQAM and GFDM/QAM.....	64
CHAPTER 5 CLOSING.....		65
5.1	Conclusion	65
5.2	Suggestion.....	66
REFERENCES.....		67
APPENDIX A		69
APPENDIX B <i>Bit Error Rate</i> Simulation Result		71
APPENDIX C LISTING PROGRAM		75
BIOGRAPHY.....		93

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 Modulator QAM [4].....	6
Gambar 2.2 <i>Mapping</i> kode <i>Gray</i> bit data ke titik konstelasi 16-QAM...	7
Gambar 2.3 Sinyal Modulasi pada QAM dan OQAM [4]	8
Gambar 2.4 Konstelasi 16 ary-QAM [5]	9
Gambar 2.5 Konstelasi 16-ary OQAM [5]	9
Gambar 2.6 Skema representasi <i>time-frequency</i> bagian <i>real</i> dari <i>single pulse</i> pada QAM (kiri) dan pada OQAM (kanan) [3]	10
Gambar 2.7 Bentuk gelombang sinyal <i>Offset</i> QAM [3]	10
Gambar 2.8 Ilustrasi <i>Crosstalk</i> menggunakan <i>raised-cosine pulse</i> [6].	11
Gambar 2.9 Blok Diagram Modulator OQAM dengan <i>pulse shaping</i> [5]	12
Gambar 2.10 Blok Diagram Demodulator OQAM dengan <i>pulse shaping</i> [5]	13
Gambar 2.11 Blok Diagram Transceiver GFDM	14
Gambar 2.12 Pembagian Slot Waktu dan Frekuensi antara OFDM, SC-FDE, FC-FDM, dan GFDM	14
Gambar 2.13 GFDM <i>baseband transmitter</i> model [1]	15
Gambar 2.14 Blok diagram pada modulator GFDM [10]	16
Gambar 2.15 GFDM <i>matched filter receiver</i> model (<i>baseband</i>) [1]	17
Gambar 2.16 Blok Diagram Transceiver GFDM/OQAM [9]	19
Gambar 2.17 Perbedaan <i>cyclic prefix</i> pada OFDM dan GFDM [13] ...	20
Gambar 2.18 <i>Raised Cosine</i> pada domain frekuensi (a) dan domain waktu (b) [16].....	21
Gambar 2.19 Prinsip kanal <i>Multipath Fading</i> [16].....	23
Gambar 2.20 Fungsi Kerapatan Probabilitas <i>Rayleigh</i> [14].....	24
Gambar 2.21 Representasi Kanal SUI-5 dan <i>Delay Spread</i> -nya [5].....	25
Gambar 2.22 Fungsi Rapat Probabilitas <i>Gaussian</i>	27
Gambar 2.23 (a) Rapat Spektral Daya <i>White Noise</i> (b) Fungsi Otokorelasi <i>White Noise</i> [5]	28
Gambar 3.1 Diagram alur perancangan simulasi sistem	32
Gambar 3.2 Diagram blok Transceiver	33
Gambar 3.3 Blok Diagram GFDM bagian pemancar	33
Gambar 3.4 <i>Stem Bit</i> informasi awal	34
Gambar 3.5 Scatterplot sinyal 16-QAM	35
Gambar 3.6 Konversi <i>Serial to Parallel</i>	36

Gambar 3.7 <i>Root Raised Cosine Filter</i>	38
Gambar 3.8 Sinyal QAM dengan <i>pulse shaping</i> RRC dengan $\alpha=1$	38
Gambar 3.9 <i>Pulse shaping</i> pada <i>offset</i> QAM	39
Gambar 3.10 <i>Pulse shaping</i> pada QAM.....	40
Gambar 3.11 <i>Scatter plot</i> sistem GFDM/OQAM.....	41
Gambar 3.12 <i>Scatter plot</i> sistem GFDM/QAM.....	41
Gambar 3.13 Superposisi <i>subcarrier</i> pada proses IFFT [18]	42
Gambar 3.14 Bentuk sinyal <i>subcarrier</i> pada pada <i>Offset QAM</i>	42
Gambar 3.15 Penambahan <i>cyclic prefix</i> pada GFDM	43
Gambar 3.16 Hasil sinyal yang ditransmisikan ketika ditambahkan CP	44
Gambar 3.17 Hasil penambahan AWGN terhadap sinyal yang ditransmisikan	44
Gambar 3.18 Histogram Kanal AWGN	45
Gambar 3.19 Model Kanal SUI-5	46
Gambar 3.20 Pemodelan <i>Rayleigh Fading</i>	46
Gambar 3.21 Hasil penambahan kanal <i>Rayleigh Fading</i> terhadap sinyal yang ditransmisikan	47
Gambar 3.22 Histogram Kanal <i>Rayleigh Fading</i>	48
Gambar 3.23 Blok Diagram GFDM bagian <i>receiver</i>	48
Gambar 3.24 Sinyal yang ditransmisikan setelah pengurangan CP	49
Gambar 3.25 Konversi <i>Parallel to Serial</i>	50
Gambar 3.26 <i>Stem Bit</i> informasi akhir	51
Gambar 4.1 Grafik perbandingan SNR sistem GFDM/QAM pada kanal AWGN.....	54
Gambar 4.2 Grafik SNR sistem GFDM/OQAM pada kanal AWGN...56	56
Gambar 4.3 Grafik Perbandingan SNR sistem GFDM/QAM pada penggunaan <i>rectangular pulse</i> dan <i>non rectangular pulse</i>	57
Gambar 4.4 Grafik Perbandingan SNR sistem GFDM/OQAM dan GFDM/QAM pada kanal AWGN dengan $\alpha=0.3$	59
Gambar 4.5 Grafik Perbandingan SNR sistem GFDM/OQAM dan GFDM/QAM pada kanal AWGN	61
Gambar 4.6 Grafik perbandingan SNR sistem GFDM/OQAM dan GFDM/QAM pada kanal <i>Rayleigh Fading</i> dengan $\alpha=1$	62
Gambar 4.7 Grafik <i>Power Spectral Density</i> pada sistem GFDM/OQAM dan GFDM/QAM.....	64

DAFTAR TABEL

Tabel 2.1 Kanal SUI-5 ¹⁰ [5].....	24
Tabel 4.1 Nilai BER fungsi SNR pada sistem GFDM/QAM dengan $\alpha=0$, 0.5, dan 1	55
Tabel 4.2 Nilai BER fungsi SNR pada sistem GFDM/OQAM	56
Tabel 4.3 Prosentase penurunan BER pada sistem GFDM/QAM	58
Tabel 4.4 Nilai BER fungsi SNR GFDM/OQAM dan GFDM/QAM ...	60
Tabel 4.5 Nilai BER fungsi SNR pada sistem GFDM/OQAM dan GFDM/QAM dengan $\alpha=1$	63

[Halaman Ini Sengaja Dikosongkan]

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Aplikasi komunikasi nirkabel masa depan menuntut pelayanan data rate per user yang tinggi, kompleksitas yang rendah, dan spektrum yang efisien. Salah satu pesaing yang menjanjikan untuk generasi kelima (5G) adalah *Generalized Frequency Division Multiplexing* (GFDM). GFDM adalah blok berbasis teknik *filtered-multicarrier non-orthogonal* di mana masing-masing *subcarrier* dibentuk dengan bentuk pulsa *non-rectangular filter*. GFDM didasarkan pada modulasi blok independen, di mana setiap blok terdiri dari sejumlah *subcarrier* dan *subsymbols*. *Subcarriers* difilter dengan prototipe filter yang bergeser *circular* dalam domain waktu dan domain frekuensi [1].

Modulasi pada sistem GFDM yang sudah banyak dikenal yaitu menggunakan modulasi *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM). Penggunaan modulasi QAM sudah cukup baik untuk dapat meningkatkan efisiensi spektral, namun disisi lain QAM memiliki kelemahan yaitu kompleksitas implementasi yang tinggi dan masih terdapat ICI (*Intercarrier Interference*) [2].

Salah satu peluang untuk mengatasi hal tersebut adalah dengan cara menerapkan modulasi *Offset QAM*. Pada modulasi *Offset QAM*, terjadi pergeseran fasa hanya di setiap 90° saja, tidak seperti pada QAM yang terjadi lompatan fasa hingga 180° . Berbeda dengan modulasi QAM, pada komponen *inphase* dan *quadrature* OQAM tidak mengalami transisi pada waktu yang sama. Hal ini menunjukkan bahwa transisi tidak pernah melebihi dari 90° . Dengan skema OQAM tersebut, spektrum kanal yang berdekatan terjadi *overlap* tanpa mengakibatkan *crosstalk* antar *subcarrier* yang dikarenakan penundaan setengah simbol waktu antara komponen *inphase* dan *quadrature* sinyal pada setiap *subcarrier* [3]. Hal ini akan mengurangi efek dari ICI (*Intercarrier Interference*) karena terjadi pengurangan jarak kanal yang berdekatan pada *subcarrier*. Oleh karena itu, untuk memenuhi aplikasi *data rate* yang tinggi dengan operasi *free-ICI*, penggunaan modulasi OQAM pada GFDM lebih baik dibandingkan dengan menggunakan modulasi QAM.

Sehingga pada Tugas Akhir ini akan dilakukan analisa dan pengujian yang berkaitan dengan modulasi OQAM pada GFDM dalam hal performa *bit error rate* (BER) pada kasus kanal *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) dan *Rayleigh Fading*. Hasil BER diperoleh dari

simulasi menggunakan *software* MATLAB yang nantinya akan dibandingkan dengan hasil BER pada GFDM yang menggunakan modulasi QAM.

1.2 Perumusan Masalah

Permasalahan yang dibahas dalam tugas akhir ini adalah sebagai berikut:

1. Apa saja kelebihan modulasi OQAM dibandingkan dengan modulasi QAM khususnya pada GFDM?
2. Bagaimana kinerja modulasi OQAM pada kanal AWGN dan *Rayleigh Fading*?
- 3.

1.3 Tujuan

Tujuan yang diharapkan tercapai setelah selesainya tugas akhir ini adalah sebagai berikut

1. Mengevaluasi performansi sistem GFDM/OQAM, sehingga kinerja sistem yang dihasilkan lebih baik dibandingkan modulasi QAM.
2. Menguji kinerja sistem GFDM/QAM maupun GFDM/OQAM terhadap BER pada kanal AWGN dan *Rayleigh Fading*

1.4 Batasan Masalah

Untuk menyelesaikan permasalahan yang ada, maka hal-hal yang akan dilakukan dalam penelitian ini adalah :

1. Sistem GFDM dengan menggunakan modulasi QAM dan OQAM
2. Modulasi 16-QAM
3. *Pulse shaping* menggunakan *root raised cosine filter*
4. Pada kanal AWGN dan *Rayleigh Fading*
5. Paramater yang dianalisa adalah *bit error rate* (BER)

1.5 Metodologi Penelitian

Metode yang digunakan pada penelitian tugas akhir ini dijabarkan sebagai berikut :

1. Studi Pustaka

Studi Literatur dilakukan untuk mencari dan mengumpulkan literatur dan kajian yang berkaitan dengan masalah-masalah yang ada pada Tugas Akhir ini, baik berupa buku referensi, jurnal, dan sumber-sumber lain yang berhubungan dengan:

- a) Prinsip modulasi QAM dan OQAM
- b) Prinsip sistem GFDM
- c) *Root Raised Cosine Filter*
- d) *Additive White Gaussian Noise (AWGN)*
- e) *Rayleigh fading*

2. GFDM Menggunakan Modulasi QAM dan OQAM

Pada tahapan awal Tugas Akhir ini adalah mendesain sistem GFDM menggunakan simulasi software MATLAB. Simulasi sistem GFDM dibagi menjadi dua bagian yaitu GFDM dengan menggunakan modulasi QAM dan GFDM dengan menggunakan modulasi OQAM.

3. Simulasi pada Kanal AWGN dan Rayleigh Fading

Simulasi yang dilakukan bertujuan untuk meneliti dan menguji sistem GFDM/QAM dan GFDM/OQAM pada kasus kanal *Additive White Gaussian Noise (AWGN)* dan *Rayleigh fading*.

4. Analisa kinerja terhadap BER

Hasil yang diperoleh dari simulasi akan dijadikan acuan untuk membandingkan modulasi QAM dan OQAM berdasarkan kinerja terhadap *bit error rate (BER)*.

5. Analisis Data dan Penarikan Kesimpulan

Setelah dilakukan analisa data secara keseluruhan, kemudian dilakukan penarikan kesimpulan yang terkait dengan kelebihan modulasi OQAM dibandingkan dengan modulasi QAM khususnya pada GFDM, serta kinerja modulasi OQAM terhadap BER pada kanal AWGN dan *Rayleigh Fading*.

1.6 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan tugas akhir merupakan rincian laporan tugas akhir yang berisi tentang penjelasan mengenai tahapan-tahapan yang dilakukan dalam penelitian tugas akhir. Berikut merupakan penjelasan dari tahapan-tahapan dari penulisan tugas akhir :

- BAB 1 PENDAHULUAN

Pada bab ini berisi tentang latar belakang tugas akhir, perumusan masalah, tujuan penelitian, metodologi penelitian, sistematika laporan, dan relevansi dari tugas akhir.

- **BAB 2 TINJAUAN PUSTAKA**

Pada bab ini menjelaskan tinjauan pustaka yang membahas tentang sistem modulasi QAM dan OQAM, prinsip sistem GFDM, *Root Raised Cosine Filter*, *Additive White Gaussian Noise* (AWGN), *Rayleigh fading*.

- **BAB 3 PEMODELAN DAN SIMULASI SISTEM**

Pada bab tiga menjelaskan tentang metodologi penelitian dalam merancang simulasi sistem GFDM yang menggunakan modulasi QAM dan GFDM dengan menggunakan modulasi OQAM. Desain simulasi menggunakan *software* MATLAB.

- **BAB 4 PENGAMBILAN DAN ANALISA DATA**

Pada bab ini ditampilkan hasil pengujian berdasarkan simulasi sistem GFDM terhadap BER dengan menggunakan modulasi QAM maupun OQAM pada kanal AWGN dan *Rayleigh Fading*

- **BAB 5 PENUTUP**

Pada bab ini berisi tentang kesimpulan dan saran terkait dengan penelitian tugas akhir yang telah dilakukan

1.7 Relevansi

Hasil yang didapat dari tugas akhir ini diharapkan dapat memberi manfaat sebagai berikut :

1. Memberikan solusi terkait besarnya nilai BER pada sistem GFDM
2. Menunjukkan hasil kinerja modulasi OQAM dibandingkan modulasi QAM pada sistem GFDM.

BAB 2

TINJAUAN PUSTAKA

2.1 Modulasi Digital

Modulasi adalah mengubah salah satu atau beberapa parameter gelombang pembawa seperti amplitudo, fase atau frekuensi sebagai fungsi sinyal informasi. Sedangkan modulasi digital merupakan suatu proses dimana simbol-simbol digital diubah menjadi bentuk gelombang sesuai dengan karakteristik kanal yang akan dilewati. Karena dalam sistem komunikasi, modulasi berfungsi untuk menyamakan karakteristik sinyal dengan karakteristik kanal, untuk mengurangi *noise* dan interferensi, serta mengatasi keterbatasan peralatan. Dalam proses modulasi terdapat modulator dan demodulator. Modulator digital berguna untuk memetakan deretan informasi biner menjadi bentuk sinyal gelombang yang nantinya dikirim melalui kanal. Pada modulasi *binary*, modulator digital secara sederhana memetakan digit biner '0' menjadi sinyal gelombang $s_0(t)$ dan digit biner '1' menjadi $s_1(t)$. Demodulator sinyal yang terdapat pada sisi penerima bertugas memproses sinyal yang telah rusak karena proses di kanal, dengan mempresentasikannya menjadi beberapa estimasi simbol data sesuai yang dikirimkan [4].

Secara garis besar modulasi pada komunikasi digital dapat dikategorikan menurut parameternya adalah sebagai berikut [5]:

- a) Amplitudo : *Pulse Amplitude Modulation* (PAM) / *Amplitude Shift Keying* (ASK).
- b) Fase : *Phase Shift Keying* (PSK).
- c) Frekuensi : *Frequency Shift Keying* (FSK)

Selain modulasi diatas, dikembangkan pula modulasi-modulasi lain seperti QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*).

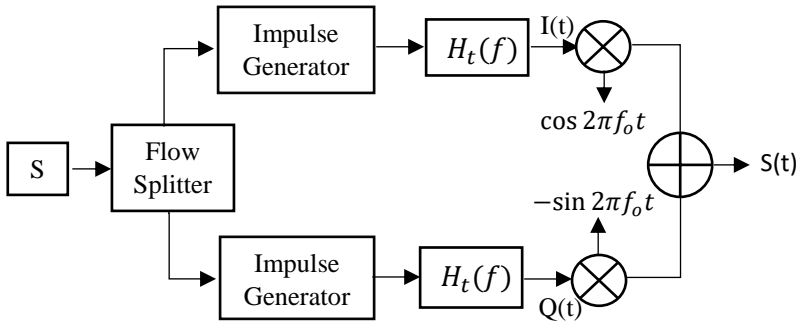
2.1.1 Modulasi Quadrature Amplitude Modulation (QAM)

Teknik modulasi QAM, yang merupakan pengembangan ASK (*Amplitude Shift Keying*) dan PSK (*Phase Shift Keying*), adalah suatu bentuk dari modulasi digital dimana sinyal informasi digital diubah amplitudo dan fasenya ke dalam fungsi gelombang pembawa. Modulasi QAM membagi sinyal yang ditransmisikan menjadi dua bagian atau *bit stream*, yaitu *Inphase* dan *Quadrature phase*. Kedua bagian ini berbeda fasa 90 derajat, karena *bit stream In-phase* dikalikan dengan sinyal cosinus, sedangkan bagian *quadrature* dikalikan dengan sinyal sinus.

Dalam pentransmisian data, kedua bagian tersebut digabungkan menjadi persamaan berikut:

$$S(t) = I(t) \cos(2\pi f_o t) - Q(t) \sin(2\pi f_o t) \quad (2.1)$$

Berikut merupakan blok diagram modulasi dari QAM dengan frekuensi *carrier* f_o dan H_t respon frekuensi dari filter transmisi.



Gambar 2.1 Modulator QAM [4]

Jika dibandingkan dengan modulasi yang lainnya, modulasi QAM memiliki keuntungan yaitu dari segi kecepatan dalam transmisi data, peluang kesalahan simbol lebih kecil, dan efisien dalam penggunaan *bandwidth*. Hal ini dikarenakan banyaknya jumlah *bit* informasi yang diwakilkan oleh satu simbol. Makin tinggi orde modulasinya, makin cepat transmisi datanya namun justru makin sensitif terhadap *noise*.

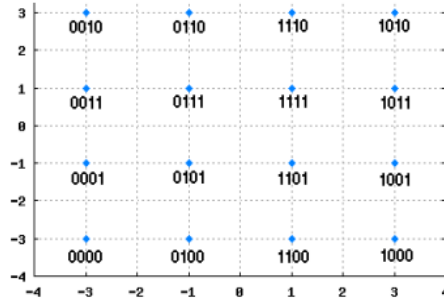
Untuk bentuk umum dari sinyal M-QAM ditunjukkan oleh persamaan 2.2 [4]

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} I(t) \cos[2\pi f_o t] - \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} Q(t) \sin[2\pi f_o t] \quad (2.2)$$

Dengan E_{min} adalah energi dari sinyal pada amplitudo terendah dan a_i, b_i adalah bilangan integer yang dipilih sesuai dengan letak sinyal. Kemungkinan nilai $I(t)$ dan $Q(t)$ adalah ± 1 dan ± 3 . $I(t)$ dan $Q(t)$ adalah elemen dari matriks $L \times L$ dengan $L = \sqrt{M}$ seperti persamaan 2.3 berikut dengan contoh modulasi 16-QAM ($M=16, L=4$) [4].

$$(I(t), Q(t)) = \begin{bmatrix} (-3,3) & (-1,3) & (1,3) & (3,3) \\ (-3,1) & (-1,1) & (1,1) & (3,1) \\ (-3,-1) & (-1,-1) & (1,-1) & (3,-1) \\ (-3,-3) & (-1,-3) & (1,-3) & (3,-3) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Untuk *scatter plot* sinyal 16-QAM dapat dilihat pada Gambar 2.2



Gambar 2.2 Mapping kode Gray bit data ke titik konstelasi 16-QAM

Pada Gambar 2.2 dapat dilihat pada modulasi sinyal 16-QAM terdapat 16 simbol yang berbeda dengan masing-masing simbol terdiri atas 4 *bit*. Pada modulasi M-QAM dalam bentuk *baseband*, *alphabet a* yang digunakan memenuhi persamaan 2.4. [4]

$$a_{M-QAM} = [\pm(2m-1) \pm j(2m-1)] \quad (2.4)$$

Di mana $m \in \{1, \dots, \frac{\sqrt{M}}{2}\}$. Maka dapat ditentukan *alphabet a* dari modulasi 16-QAM dinyatakan melalui persamaan 2.5 berikut ini: [4]

$$a_{16QAM} = \left\{ \begin{matrix} \pm 1 & \pm 1j & \pm 3 & \pm 3j \\ \pm 3 & \pm 3j & \pm 1 & \pm 1j \end{matrix} \right\} \quad (2.5)$$

Jadi total energi pada *scatter plot* M-QAM dapat dirumuskan seperti persamaan 2.6. [4]

$$E_a = \sum_{m=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}} |(2m-1) + j(2m-1)|^2 = \frac{\sqrt{M}}{3} M - 1 \quad (2.6)$$

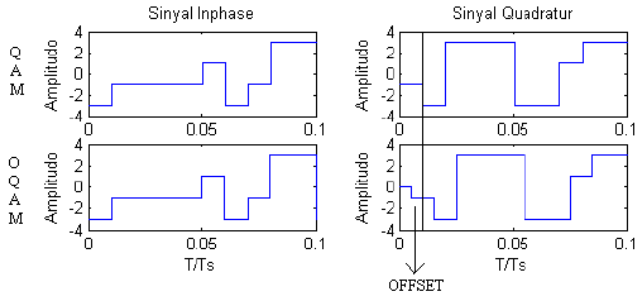
Masing-masing *alphabet* digunakan $2\sqrt{M}$ kali pada *scatter plot* sehingga untuk mendapatkan energi rata-rata dari *scatter plot* simbol dituliskan seperti persamaan 2.7. [4]

$$\begin{aligned} E_{M-QAM} &= \frac{2\sqrt{M}}{M} E_a & (2.7) \\ &= \frac{2\sqrt{M}}{M} E_a \left(\frac{\sqrt{M}}{3} (M - 1) \right) \\ &= \frac{2}{3} (M - 1) \end{aligned}$$

Sehingga dari persamaan (2.7) didapatkan energi rata-rata untuk modulasi 16-QAM adalah 10. Oleh karena itu, untuk menormalisasi energi rata-rata menjadi satu, maka digunakan faktor skala $1/\sqrt{10}$.

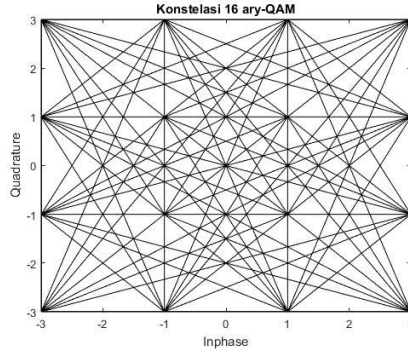
2.1.2 Modulasi *Offset QAM* (OQAM)

Sistem modulasi yang sering dipakai yaitu QAM dengan *guard interval* dan OQAM dengan *pulse shaping*. Gambar 2.3 menunjukkan perbedaan antara modulasi QAM dan OQAM, *bit-bit* pada posisi inphase tetap pada posisi semula sedangkan terjadi *offset* atau pergeseran *bit* pada sisi *quadrature*.

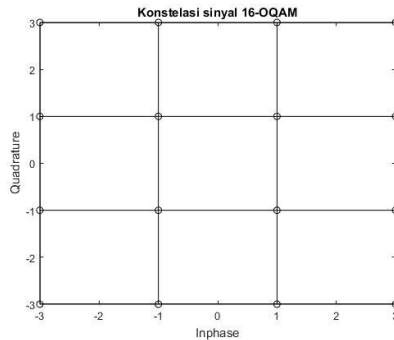


Gambar 2.3 Sinyal Modulasi pada QAM dan OQAM [4]

Konstelasi dari sinyal QAM dapat dilihat pada gambar 2.4. Dari gambar dapat dilihat untuk modulasi QAM setiap titik memiliki energi simbol yang menyebar pada keenambelas titik lainnya.



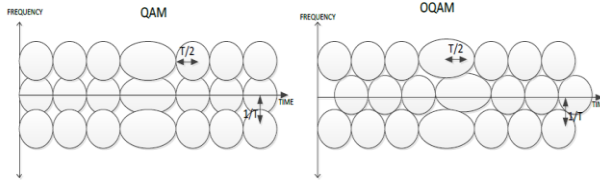
Gambar 2.4 Konstelasi 16 ary-QAM [5]



Gambar 2.5 Konstelasi 16 ary- OQAM [5]

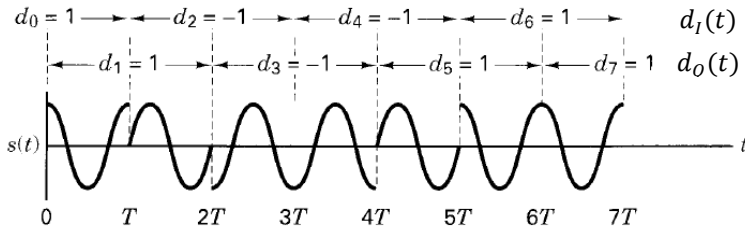
Konstelasi dari sinyal OQAM dapat dilihat pada gambar 2.4. Sedangkan dari gambar 2.5 dapat dilihat untuk modulasi OQAM setiap titik memiliki energi simbol yang menyebar pada kedua titik lainnya.

Dengan skema OQAM, spektrum kanal yang berdekatan terjadi *overlap* tanpa mengakibatkan *crosstalk* antar *subcarrier* yang dikarenakan penundaan setengah simbol waktu antara komponen *inphase* dan *quadrature* sinyal pada setiap *subcarrier*. *Crosstalk* dipindahkan atau digeser ke sampel genap pada saat simbol kompleks ditransmisikan dari sampel ganjil. Hal ini akan mengurangi efek dari ICI (*Inter-carrier Interference*) karena terjadi pengurangan jarak kanal yang berdekatan pada *subcarrier*.



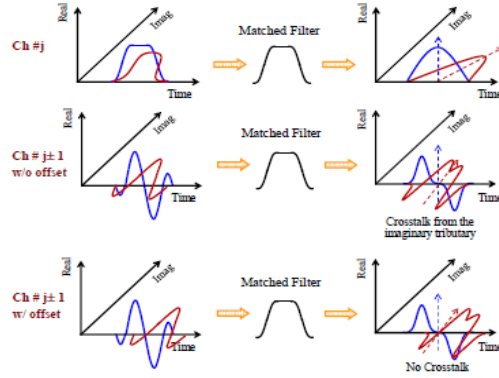
Gambar 2.6 Skema representasi *time-frequency* bagian *real* dari *single pulse* pada QAM (kiri) dan pada OQAM (kanan) [3]

Pada modulasi *Offset QAM*, terjadi pergeseran fasa dibatasi hingga 0° dan $\pm 90^\circ$ setiap T detik, tidak seperti pada QAM yang terjadi lompatan fasa hingga 180° . Berbeda dengan modulasi QAM, kanal I dan Q OQAM tidak mengalami transisi pada waktu yang sama. Hal ini menunjukkan bahwa transisi tidak pernah melebihi dari 90° [6].



Gambar 2.7 Bentuk gelombang sinyal *Offset QAM* [3]

Offset QAM dapat secara signifikan mencapai kondisi yang diperlukan untuk mendekati operasi *free-crosstalk*. Gambar 2.8 menggambarkan sisa *crosstalk* dari saluran yang berdekatan $j \pm 1$ ke saluran j ketika *raised-cosine* sinyal digunakan. Pada *matched filter*, saluran pusat memperoleh nilai maksimal pada titik sampling. Angka ini jelas menunjukkan bahwa ada sisa *crosstalk* dari saluran tambahan imajiner $j \pm 1$ tanpa *offset*. Di sisi lain, *crosstalk* dapat dihilangkan jika saluran tambahan imajiner tertunda sebesar $T/2$ [7].



Gambar 2.8 Ilustrasi *Crosstalk* menggunakan *raised-cosine pulse* [6]

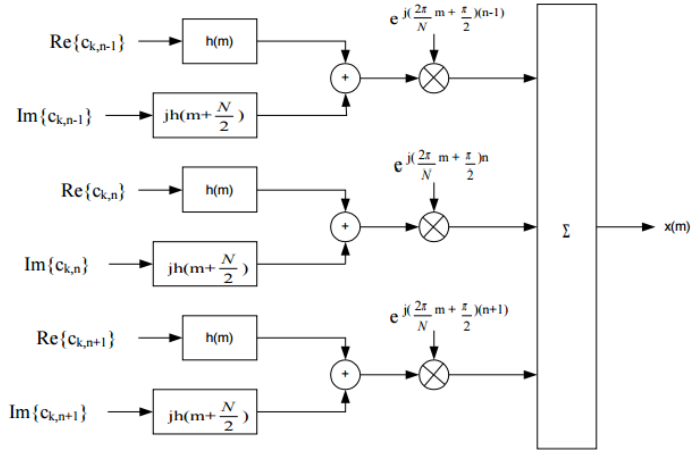
Gambar 2.9 merupakan blok diagram dari modulator OQAM dengan *pulse shaping*. Pada setiap channel bagian real dan imajiner disimbolkan dengan $c_{k,n}$, kemudian difilter dengan *pulse shaping* $h(m)$ dan $h(m + \frac{N}{2})$. Kedua bagian tersebut selanjutnya dijumlahkan dan digeser pada frekuensi yang telah ditentukan dengan menggunakan modulasi baseband.

Output dari modulator adalah sebagai berikut [5]:

$$x(m) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} \left[a_{k,n} h(m - kN) + j b_{k,n} h(m - kN + \frac{N}{2}) \right] e^{j(\frac{2\pi}{N}m + \frac{\pi}{2})n} \quad (2.8)$$

Dari persamaan diatas didapatkan [5]:

$$c_{k,n} = a_{k,n} + j b_{k,n} \quad (2.9)$$



Gambar 2.9 Blok Diagram Modulator OQAM dengan *pulse shaping* [5]

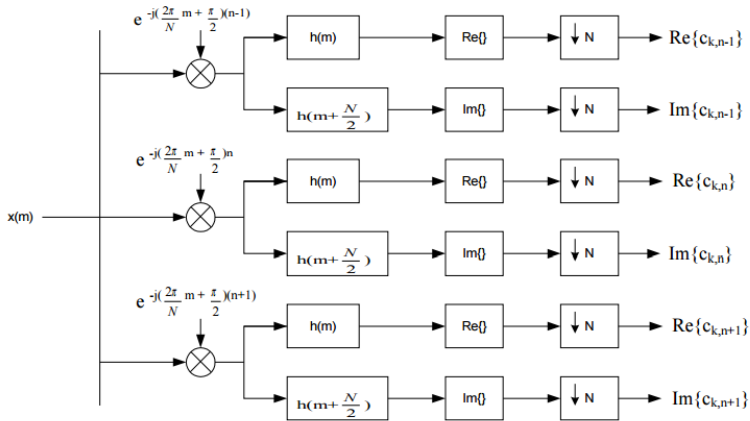
Gambar 2.10 merupakan blok diagram dari demodulator OQAM dengan *pulse shaping*. Setiap channel, sinyal yang diterima digeser kembali pada kondisi awal dengan modulasi *baseband*. Kemudian difilter ulang untuk memisahkan bagian *real* dan imajiner, sehingga didapatkan 1 sampel per simbol.

Sinyal bagian *real* dapat dituliskan sebagai berikut [5]:

$$a_{k,n} = \text{Re} \left\{ \sum_m h(m) x(kN - m) e^{j(\frac{2\pi}{N}m - \frac{\pi}{2})n} \right\} \quad (2.10)$$

Sedangkan sinyal bagian imajiner dituliskan sebagai berikut [5]:

$$b_{k,n} = \text{Im} \left\{ \sum_m h\left(m - \frac{N}{2}\right) x(kN - m) e^{j(\frac{2\pi}{N}m - \frac{\pi}{2})n} \right\} \quad (2.11)$$



Gambar 2.10 Blok Diagram Demodulator OQAM dengan *pulse shaping* [5]

2.2 Sistem Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM)

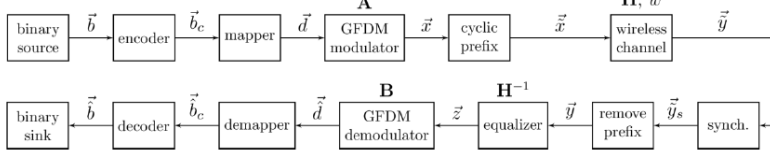
Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM) adalah modulasi *multi-carrier* yang berkaitan dengan *pulse shaping* yang fleksibel. GFDM merupakan kandidat *waveform* 5G yang mengadopsi prinsip OFDM dimana sinyal GFDM dikonstruksi dari penjumlahan *tones*, yaitu beberapa sinyal yang membawa simbol data tertentu pada *timeslot* dan *subcarrier* tertentu. GFDM didasarkan pada modulasi blok independen, di mana setiap blok terdiri dari sejumlah *subcarrier* dan *subsymbols*. *Subcarriers* difilter dengan prototipe filter yang bergeser *circular* dalam domain waktu dan domain frekuensi. Metode ini dapat mengurangi emisi OOB, membuat spektrum efisien dan mengurangi *intersymbol interference* (ICI) dan *intersymbol interference* (ISI) [1].

Kelebihan GFDM adalah: [8]

- Mengatasi kekurangan dari OFDM yaitu *radiasi out of band* yang dikendalikan oleh filter *pulse shaping* yang diaplikasi ke setiap *subcarrier*.
- GFDM juga menggunakan CP untuk mengatasi *Interference Inter Symbol* (ISI) pada kanal *multipath*.

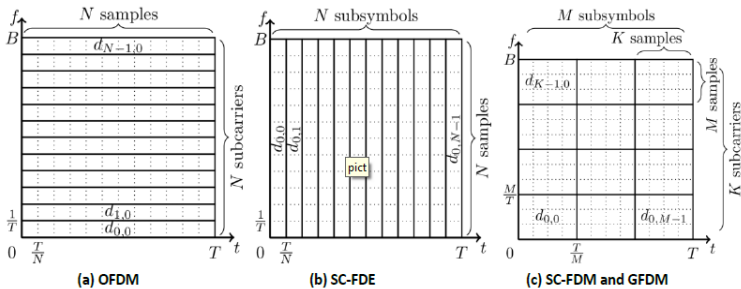
- c) Struktur GFDM yang sederhana membuat sinkronisasi lebih mudah, sehingga mengurangi pemakaian energi.

Gambar 2.11 menunjukkan blok diagram *transceiver* dari skema GFDM.



Gambar 2.11 Blok Diagram Transceiver GFDM

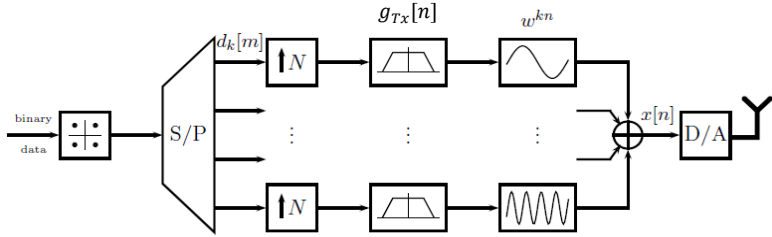
Pada blok diagram gambar 2.11, deretan data biner \vec{b} (konversi sinyal analog ke sinyal digital) yang dihasilkan oleh sumber data dikodekan menjadi \vec{b}_c . Data yang telah dikodekan menjadi sinyal biner (*bit*) akan dipetakan menjadi deretan simbol di dalam blok *mapper*. *Mapper* yang digunakan di dalam penelitian Tugas Akhir ini adalah *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM). Modulasi M-QAM merupakan teknik pengkodean M-ary QAM dengan kemungkinan kombinasi sebanyak M kombinasi berbeda yang terdiri dari n *bit* data. Hasil dari blok *mapper* adalah vektor \vec{d} , yang secara matematis dapat dituliskan sebagai $\vec{d} = d_0, d_1, \dots, d_{N-1}$ dimana N adalah jumlah seluruh simbol. Vektor kemudian diubah menjadi data dengan kecepatan laju rendah dan didekomposisi menjadi blok GFDM dengan ukuran $K \times M$ di dalam blok GFDM modulator, dimana K dan M secara berturut-turut menotasikan jumlah sampel *subcarrier* dan *subsymbol* untuk setiap blok GFDM. Sehingga vektor hasil dekomposisi dituliskan $\vec{d} = d_{0,0}, d_{1,0}, \dots, d_{K-1,M-1}$.



Gambar 2.12 Pembagian Slot Waktu dan Frekuensi antara OFDM, SC-FDE, FC-FDM, dan GFDM

Gambar 2.12 menunjukkan perbedaan pembagian slot waktu dan frekuensi antara OFDM, SC-FDE, SC-FDM dan GFDM. Gambar tersebut menjelaskan bahwa sinyal OFDM merupakan penjumlahan dari beberapa *subcarrier* dengan interval $1/T$ yang membawa beberapa simbol yang telah dibedakan *time slot*-nya. Sedangkan sinyal GFDM merupakan penjumlahan dari blok-blok berukuran $K \times M$ yang terpisah dengan interval M/T yang berisi beberapa *subsymbol* dengan *time slot* dan *subcarrier* yang berbeda. Berdasarkan hal tersebut maka GFDM dapat membawa deretan simbol yang lebih banyak dibandingkan dengan OFDM dalam sekali transmisi data.

2.2.1 Transmitter



Gambar 2.13 GFDM baseband transmitter model [1]

Gambar 2.13 memodelkan pada *baseband* yang mendistribusikan data *symbol* bernilai kompleks $d_k[m]$ pada K *subcarriers* dan M *symbols*. Setiap *subcarrier* berbentuk pulsa dengan sebuah *transmit filter* $g_{Tx}[n]$ dan dimodulasi dengan sebuah *subcarrier* frekuensi pusat $e^{-j2\pi\frac{kn}{N}}$. Untuk memenuhi kriteria *Nyquist*, setiap *symbol* disampling sebanyak N kali, yang mengarah ke MN sampel per *subcarrier*. Sinyal yang ditransmisikan dituliskan seperti persamaan 2.12. [1]

$$x[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_k[m] \circledast g_{Tx}[n - mN] e^{-j2\pi\frac{kn}{N}} \quad (2.12)$$

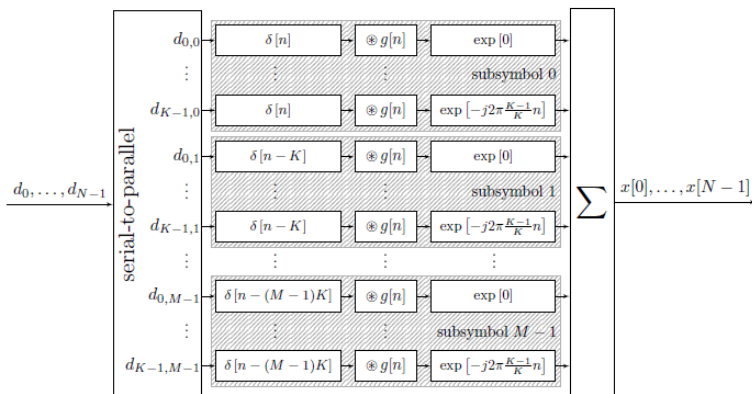
Dimana operasi \circledast menunjukkan operasi *circular convolution*. Sinyal tersebut diputar secara sirkular untuk mencegah ekspansi sinyal di luar sinyal GFDM yang dikarenakan proses *filtering* dengan *pulse shaping filter* $g_{Tx}[n]$, dan kemudian digeser menggunakan K/N frekuensi dengan $1/N$ sebagai jarak *subcarrier* [9]. Jadi setiap sinyal yang ditransmisikan

merupakan penjumlahan dari semua sinyal-sinyal *subcarrier* seperti pada persamaan (2.12). Filter $g_{Tx}[n]$ yang digunakan memiliki periodisitas $n \bmod MN$. Sedangkan data simbol $d_k[m]$ dalam vektor \mathbf{d} menunjukkan operasi *upsampling*.

Untuk proses *pulse shaping*, *subcarrier upconversion* dan superposisi dapat direpresentasikan oleh operasi matriks dengan model persamaan sebagai berikut [1]:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{d} \quad (2.13)$$

dimana \mathbf{x} adalah sampel waktu transmit $x[n]$ dan \mathbf{A} adalah $MN \times KM$ modulasi matriks. Sedangkan \mathbf{d} adalah sebuah vektor data ukuran $KM \times 1$ yang berisi tumpukan semua elemen dari unit pemetaan. Blok diagram dari modulator GFDM dapat dilihat pada gambar 2.14 berikut.



Gambar 2.14 Blok diagram pada modulator GFDM [10]

Untuk memenuhi kriteria *Nyquist*, setiap simbol disampling sebanyak N kali, yang mengarah pada MN sampel per *subcarrier*. Dapat dilihat pada persamaan berikut:

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} \mathbf{x}_0 \\ \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{K-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{x}_0[0] & \dots & \mathbf{x}_0[MN-1] \\ \vdots & & \vdots \\ \mathbf{d}_{K-1}[0] & \dots & \mathbf{d}_{K-1}[MN-1] \end{pmatrix}$$

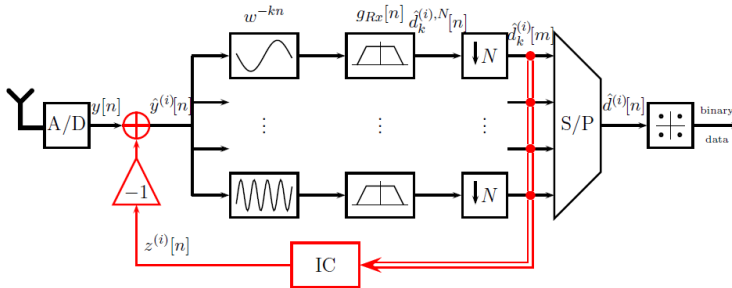
2.2.2 Model Kanal

$\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_{N_{ch}-1}]^T$ menjadi kanal respon *impulse* dari panjang N_{ch} . Sinyal yang diterima setelah mengalami propagasi melalui saluran nirkabel dapat dimodelkan sebagai berikut: [1]

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w}, \quad (2.14)$$

dimana $\mathbf{H} = \text{circ}\{\hat{\mathbf{h}}\}$ adalah matriks saluran konvolusi *circulant* dan $\hat{\mathbf{h}}$ adalah *zero padded* versi \mathbf{h} panjang yang sama dengan \mathbf{x} . Vektor $\mathbf{w} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2 \mathbf{I}_{KM})$ menunjukkan *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) sampel dengan perbedaan *noise* σ_w^2 dan \mathbf{I}_{KM} adalah identitas matriks dari order KM . Elemen individual $r(n)$ dari \mathbf{r} adalah $r(n) = x(n) * h(n) + w(n)$, dimana $*$ menunjukkan konvolusi dan $h(n)$ menunjukkan respon impuls dari *multipath fading channel*. Ketika kanal *noise* adalah AWGN, $h(n) = 1$ atau ekuivalen $\mathbf{H} = \mathbf{I}$.

2.2.3 Receiver



Gambar 2.15 GFDM *matched filter receiver model (baseband)* [1]

Cara pertama untuk menerima sinyal GFDM adalah dengan membentuk dengan sebuah matriks \mathbf{A}^+ , dimana $\mathbf{A}^+ \mathbf{A} = \mathbf{I}$, dan \mathbf{I} adalah identitas matriks ukuran yang terkait. Tergantung pada \mathbf{A} , dapat dihitung seperti $\mathbf{A}^+ = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$ atau $\mathbf{A}^+ = \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \mathbf{A}^H)^{-1}$. Sehingga didapatkan persamaan pada *zero forcing (ZF) receiver*. [1]

$$\mathbf{d}_{ZF} = \mathbf{A}^+ \mathbf{y} \quad (2.15)$$

Cara kedua untuk memproses sinyal GFDM adalah menerapkan sebuah *matched filter* (MF) \mathbf{A}^H pada *receiver*. Persamaannya dapat dituliskan sebagai berikut: [1]

$$\mathbf{d}_{MF} = \mathbf{A}^H \mathbf{y} \quad (2.16)$$

Metode ketiga diberikan dengan *linear minimum mean square error* (MMSE) *receiver*. Dimana dapat dituliskan seperti persamaan 2.13. [1]

$$d_{MMSE} = \mathbf{A}^\dagger \mathbf{y} \text{ dengan } \mathbf{A}^\dagger = \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_d^2} \mathbf{I} + \mathbf{A}^H \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{A}^H \quad (2.17)$$

MMSE dimaksudkan untuk mengatasi penguatan *noise* dari penerima ZF dengan menyeimbangkan varians dari *noise* σ_n^2 sampel dan data *symbol* σ_d^2 . Dengan tidak adanya *noise*, penerima ZF dapat membalikkan *crosstalk* antara simbol dan saluran yang berbeda dan dengan demikian dapat memperbaiki data simbol asli, sedangkan MF tidak bisa. Hal ini menjadi jelas, terutama ketika melihat komposit respon $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$ pada Gambar 2.15. Interferensi yang dibuat sendiri dapat diamati pada diagonal sekunder, yang menunjukkan kontribusi dari *subcarrier* yang bersebelahan dan slot waktu untuk simbol data tertentu pada diagonal utama. MMSE menunjukkan hal yang serupa, sedangkan respon gabungan dari penerima ZF yang memiliki unsur-unsur *non-zero* hanya terdapat pada diagonal utama.

2.2.4 Prinsip dari GFDM/OQAM

GFDM dengan modulasi OQAM menggunakan komponen yang sama seperti GFDM namun memiliki beberapa perbedaan. Perbedaannya yaitu menggunakan pemetaan QAM yang diikuti dengan penerapan pergeseran sampel $K/2$ dalam domain waktu antara komponen *in-phase* dan *quadrature* dari data QAM kompleks. Hasil dari OQAM *mapper* memungkinkan pengurangan efisien ICI/ISI ketika filter yang dirancang dengan baik diterapkan.

Sebagai ganti penggunaan simbol-simbol *baseband* yang kompleks, dalam skema GFDM/QAM simbol bernilai real yang dimodulasi oleh *Offset* QAM ditransmisikan pada setiap *sub-carrier* dengan sintesis fungsi dasar yang diperoleh dengan menerjemahkan versi *time-frequency* dari prototipe fungsi ini dengan persamaan berikut [11]:

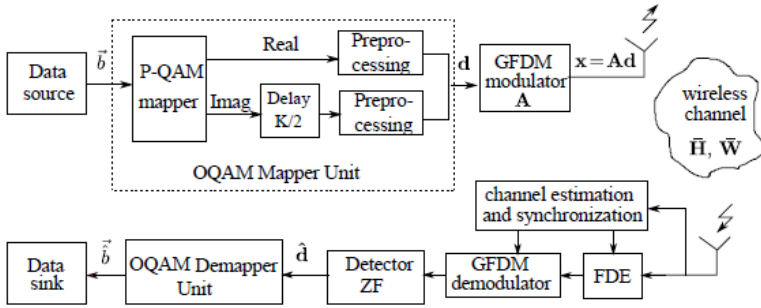
$$g_{k,m}(n) = g \left[\left(n - \frac{mK}{2} \right) \bmod KM \right] e^{\frac{j2\pi k}{K} \left[n - \frac{L_p-1}{2} \right]} \quad (2.18)$$

dimana $n = 0, 1, \dots, KM - 1$, $g_{k,m}(n)$ adalah versi prototipe filter yang digeser $g(n)$ pada domain waktu dan frekuensi. Operasi modulasi menggambarkan pergeseran melingkar pada saat $g_{k,m}(n)$. Eksponensial

kompleks adalah komponen fase dari filter yang mengalami delay yang juga dilakukan operasi pergeseran sesuai frekuensi. L_p adalah panjang dari filter prototipe. Sehingga, superposisi dari semua simbol yang ditransmisikan mengarah ke *discrete time baseband*. GFDM / OQAM modulator output dapat ditulis sebagai berikut: [9]

$$x(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_k(m) g_{k,m}(n) e^{j\phi_{m,k}} \quad (2.19)$$

dimana $n = 0, 1, \dots, KM - 1$, $a_k(m)$ adalah data kompleks yang diperoleh dari bagian kompleks dari konstelasi QAM dan $\phi_{m,k} = \frac{(k+m)\pi}{2}$, $e^{j\phi_{m,k}}$ memastikan perbedaan $\pi/2$ domain waktu dan frekuensi antar *real data* $a_k(m)$.



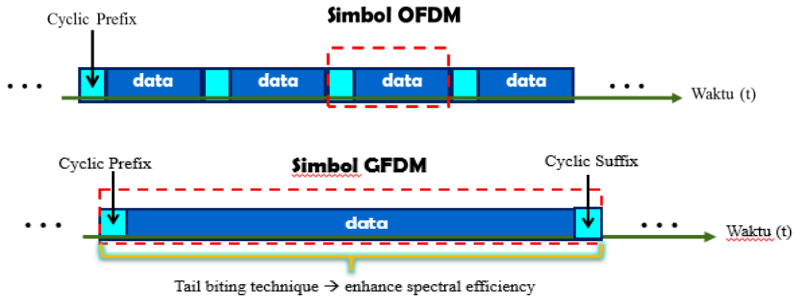
Gambar 2.16 Blok Diagram Transceiver GFDM/OQAM [9]

2.2.5 Cyclic Prefix

Pada jalur komunikasi keorthogonalan antar *subcarrier* terkadang tidak dapat dipertahankan sehingga dapat menyebabkan interferensi antar simbol (ISI). Untuk mengatasi masalah ini digunakan *cyclic prefix* yang disisipkan pada bagian awal pada setiap blok dari simbol GFDM. Tujuan dari penambahan *cyclic prefix* adalah untuk mengatasi terjadinya penambahan *noise* berlebih yang disebabkan oleh *pulse shaping*, sehingga *noise* dapat dikurangi sekecil mungkin.

Cyclic prefix juga berfungsi sebagai *guard interval* yang memastikan semua simbol GFDM terkirim secara lengkap dalam interval FFT dengan waktu tunda yang sama. *Cyclic prefix* ditambahkan pada awal tiap simbol OFDM hasil keluaran dari IFFT dengan cara menyalin bagian belakang dari simbol [4]. Di penerima, *cyclic prefix* akan dibuang kembali sebelum dilakukan operasi FFT. Panjang *cyclic prefix* yang diperlukan tergantung dari kondisi *delay spread* kanal. Penambahan *cyclic prefix* dapat mengeliminasi efek *Intersymbol Interference* (ISI) selama panjang *cyclic prefix* lebih besar dari *delay spread* [12]. ISI hanya akan berpengaruh pada bagian simbol yang merupakan *cyclic prefix*, sehingga *data payload* GFDM tidak mengalami distorsi akibat ISI.

Prinsip penempatan *cyclic prefix* pada GFDM berbeda dengan penempatan *cyclic prefix* di dalam sinyal OFDM. Dimana apabila CP pada sistem OFDM disisipkan pada setiap simbol, sedangkan pada sistem GFDM disisipkan hanya satu CP pada setiap blok dari M simbol [8]. Proses ini disebut dengan teknik *tail biting*. Proses *cyclic prefix* dapat dilihat pada gambar 2.17



Gambar 2.17 Perbedaan *cyclic prefix* pada OFDM dan GFDM [13]

2.3 Pulse Shaping Filter

Dalam proses *pulse shaping*, filter yang digunakan harus memenuhi kriteria *Nyquist* agar dapat menghilangkan *Inter Symbol Interference* (ISI). Kriteria *Nyquist* menyatakan bahwa filter yang dapat menghilangkan ISI mempunyai *respons impulse*: [14]

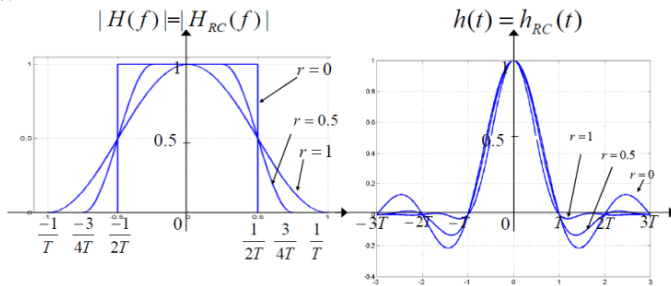
$$h_{eff}(t) = \frac{\sin(\pi t/T_s)}{\pi t} \cdot z(t) \quad (2.20)$$

Filter yang dapat memenuhi kriteria *Nyquist* disebut dengan filter *Nyquist*. Diasumsikan bahwa distorsi di kanal transmisi dapat dihilangkan dengan *equalizer* yang mempunyai fungsi transfer yang sama dengan *inverse* dari respon kanal, maka fungsi transfer $H_{eff}(f)$ dapat dipilih sebagai hasil perkalian fungsi transfer filter di sisi *transmitter* dan *receiver*. Fungsi transfer $H_{eff}(f)$ dapat diperoleh dengan menempatkan nilai fungsi transfer $\sqrt{H_{eff}(f)}$ pada masing-masing filter di *transmitter* dan *receiver*. Sehingga akan menyebabkan respon *matched filter* untuk sistem yang dapat meminimalkan *bandwidth* (*bandlimit*) dan ISI.

Sebelum ditransmisikan sinyal mengalami proses *pulse shaping filter root raised cosine* dengan cara menkonvolusikan simbol dengan *response impulse filter*. Dibawah ini adalah persamaan *response impulse* dari filter *root raised cosine*. [14]

$$h(t) = \frac{\sin\left(\pi \frac{t}{T}(1-\alpha)\right) + 4\alpha \frac{t}{T} \cos\left(\pi \frac{t}{T}(1+\alpha)\right)}{\pi \frac{t}{T}(1-(4\alpha \frac{t}{T})^2)} \quad (2.21)$$

Roll-of-Factor (α) mempunyai rentang nilai 0 sampai 1 dan mengendalikan jumlah sinyal yang *out of band*. Dengan nilai $\alpha=0$, filter merupakan *bandpass filter* ideal yang menekan semua sinyal yang *out of band*.



Gambar 2.18 *Raised Cosine* pada domain frekuensi (a) dan domain waktu (b) [16]

Dari gambar 2.18 terlihat bahwa *bandwidth* yang diduduki oleh sebuah sinyal digital yang memiliki karakteristik *raised cosine* berkisar mulai dari minimum $f_b = 1/(2T_s) \text{ Hz}$ ($\alpha=0$) hingga maksimum $f_b = 1/(T_s) \text{ Hz}$ ($\alpha=1$). Pada domain frekuensi, untuk keadaan $\alpha = 0$, spektrum yang dihasilkan akan berbentuk *rectangular* yang identik dengan bentuk filter

ideal. Sedangkan pada domain waktu berupa sinyal sinc yang memiliki *zero crossing* pada $t=T, 2T, \dots, nT$.

2.4 Kanal Propagasi

Kanal adalah lintasan antara pemancar dan penerima. Pada kanal ideal, sinyal yang diterima terdiri dari sinyal tunggal yang merupakan bagian langsung dari sinyal yang dikirim dan akan dengan sempurna direkonstruksi oleh penerima. Tetapi pada kenyataannya, sinyal yang diterima terdiri dari sinyal hasil pantulan, pembelokan, dan hamburan dari sinyal yang dikirim ditambah dengan sinyal langsung. Disamping itu terdapat pula *noise* yang dapat menyebabkan perubahan karakteristik sinyal yang dikirim baik dalam bentuk perubahan amplitudo maupun pergeseran frekuensi *carrier*. Model kanal yang sering digunakan pada sistem komunikasi *wireless* antara lain kanal AWGN dan kanal *multipath fading* terdistribusi *Rayleigh* atau terdistribusi *Rician*.

2.4.1 Kanal *Rayleigh Fading*

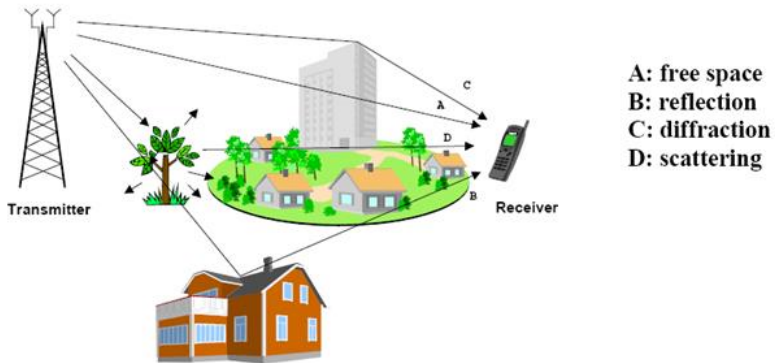
Dalam sistem komunikasi bergerak, perambatan sinyal antara pemancar dan penerima yang berbeda-beda tersebut mengakibatkan kuat sinyal penerimaan menjadi bervariasi. Sinyal yang diterima oleh *receiver* yang melewati suatu kanal *multipath* merupakan jumlah dari keseluruhan sinyal yang dipantulkan akibat banyak lintasan (*multipath*). Pada kanal *multipath* mempunyai respon impuls yang bervariasi.

Ada tiga mekanisme dasar yang berbenturan dengan propagasi sinyal dalam sistem komunikasi gelombang radio, yaitu: [5]

1. Pantulan (refleksi), terjadi ketika perambatan gelombang elektromagnet membentur sebuah permukaan yang halus dengan dimensi yang sangat besar dibanding panjang gelombang sinyal RF, misalnya gedung, dinding.
2. Pembelokan (difraksi), terjadi ketika lintasan radio dari pemancar ke penerima dihalangi oleh benda yang mempunyai permukaan yang tajam, misalnya pinggiran dari atap gedung
3. Hamburan (*scattering*), terjadi ketika sebuah gelombang radio membentur permukaan yang mempunyai dimensi lebih kecil dari panjang gelombangnya dan jumlahnya banyak, sehingga pantulan akan menyebar ke segala arah, misalnya daun pepohonan, rambu-rambu lalu lintas.

Akibat gangguan-gangguan tersebut, penerima menerima sinyal hasil superposisi dari beberapa sinyal yang berbeda fasa, waktu

kedatangan serta daya sinyal yang diterima. Fenomena inilah yang disebut dengan *multipath fading*, seperti pada gambar 2.19).



Gambar 2.19 Prinsip kanal *Multipath Fading* [16]

Fading atau fluktuasi sinyal dalam komunikasi nirkabel dapat dimodelkan dengan distribusi *Rayleigh*. *Rayleigh fading* adalah sebutan lain *small scale fading* terjadi dimana dalam kanal *rayleigh fading* tersebut terdapat sinyal-sinyal pantulan dalam jumlah besar (*multiple reflective paths in large number*) dan dalam kanal tersebut tidak ada komponen sinyal LOS, melainkan pada kondisi NLOS (*Non Line Of Sight*) [14]. Sinyal yang melalui kanal *rayleigh fading* akan mengalami perubahan secara acak (*random fluctuations*), meliputi : amplitudo, fase dan sudut kedatangan sinyal di penerima. Distribusi *Rayleigh* terjadi jika tidak ada komponen *scatter* yang dominan, sehingga rata-rata distribusi Gaussian menjadi nol dan fasa terdistribusi merata antara 0 dan 2π radian. Distribusi *Rayleigh* sering digunakan untuk menggambarkan statistik *time varying* selubung sinyal pada kanal *flat fading* atau pada masing-masing komponen *multipath*. Selubung sinyal merupakan penjumlahan dua *quadrature* sinyal noise Gaussian sehingga menghasilkan distribusi *Rayleigh*.

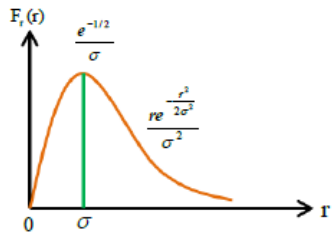
Pada kanal radio yang selalu berubah-ubah, distribusi *Rayleigh* pada umumnya digunakan untuk mendeskripsikan statistik perbedaan waktu dari *envelope* yang diterima untuk sebuah sinyal fading. Distribusi *rayleigh* pada umumnya digunakan untuk mendeskripsikan statistik perbedaan waktu dari *envelope* yang diterima untuk sebuah sinyal *flat fading*. Distribusi *rayleigh* mempunyai

$$(2.22)$$

fungsi kerapatan probabilitas seperti yang ditunjukkan pada persamaan (2.23). [5]

$$P(r_a) = \begin{cases} \frac{r_a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_a^2}{2\sigma^2}\right), & (0 \leq r_a \leq \infty) \\ 0, & (r_a \leq 0) \end{cases}$$

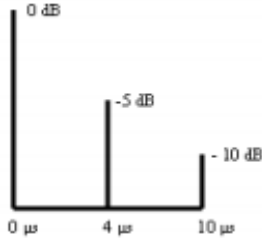
dimana : σ = tegangan rata – rata
 σ^2 = daya rata – rata



Gambar 2.20 Fungsi Kerapatan Probabilitas *Rayleigh* [14]

Tabel 2.1 Kanal SUI-5¹⁰ [5]

Parameter	0	4	10	Unit
Delay	0	4	10	µs
Power (omni ant.)	0	-5	-10	dB
90% K-fact. (omni)	0	0	0	
75% K-fact. (omni)	0	0	0	
50% K-fact. (omni)	2	0	0	
Power (30° ant.)	0	-11	-22	dB
90% K-fact. (30°)	0	0	0	
75% K-fact. (30°)	2	0	0	
50% K-fact. (30°)	7	0	0	
Doppler	2	1,5	2,5	Hz
<div> <div> Antenna Correlation : $\rho_{ENV} = 0,3$ Gain Reduction Factor : GRF = 4 dB Normalization Factor : $F_{norm} = -1,5113$ dB $F_{300} = -0,3573$ dB </div> <div> Terrain Type : A Omni antenna : $\tau_{RMS} = 2,842$ µs overall K : K= 0,1 (90°); K=0,3 (75°); K=1,0 (50°) 30° antenna : $\tau_{RMS} = 1,276$ µs overall K : K= 0,4 (90°); K=1,3 (75°); K=4,2 (50°) </div> </div>				



Gambar 2.21 Representasi Kanal SUI-5 dan *Delay Spread*-nya [5]

Fungsi distribusi kumulatif menyatakan presentasi lebih kecil dari nilai R_a tertentu, yang diperoleh dengan melakukan integrasi terhadap fungsi rapat peluang $p(r_a)$.

$$P(R_a) = P_{r_a}(r_a \leq R_a) = \int_0^{R_a} p(r_a) dr_a = 1 - \exp\left(-\frac{R_a^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.23)$$

$r_{a\text{mean}}$ distribusi *Rayleigh* adalah [5] :

$$r_{a\text{mean}} = E[r_a] = \int_0^{\infty} r_a p(r_a) dr_a = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1,2533\sigma \quad (2.24)$$

$\sigma_{r_a}^2$ merupakan varian dari distribusi *Rayleigh* yang mewakili daya pada selubung sinyal

$$\begin{aligned} \sigma_{r_a}^2 &= E[r_a^2] - E^2[r_a] = \int_0^{\infty} r_a^2 p(r_a) dr_a - \frac{\sigma^2}{2} \\ &= \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2 \end{aligned} \quad (2.25)$$

Untuk menghitung nilai tengah r_a dapat digunakan persamaan (2.26) berikut ini [5] :

$$(2.26)$$

$$\frac{1}{2} = \int_0^{r_{a_{median}}} p(r_a) dr_a \Rightarrow r_{a_{median}} = 1,177\sigma$$

Jadi terdapat perbedaan nilai rata-rata dan nilai tengah sebesar 0,55 dB dalam distribusi *rayleigh*. Sebagai catatan bahwa nilai tengah pada praktiknya sering digunakan, karena data *fading* biasanya diukur di lapangan dan pada kenyataannya mempunyai distribusi yang tidak dapat diasumsikan. Dengan penggunaan nilai tengah sebagai pengganti nilai rata-rata, maka dengan mudah kita dapat membandingkan distribusi *fading* yang berbeda-beda dan yang memiliki nilai tengah yang bermacam-macam.

2.4.2 Kanal AWGN

Pada kanal transmisi selalu terdapat penambahan *noise* yang timbul sebagai akibat dari *thermal noise* pada perangkat *transmitter* dan *reciever*. *Noise* yang menyertai sinyal pada sisi penerima dapat didekati dengan model matematis statistik AWGN. AWGN merupakan gangguan yang bersifat *additive* terhadap sinyal transmisi, dimodelkan dalam pola distribusi acak *gaussian* dengan rata-rata (*mean*) nol, standar deviasi 1, berhingga. AWGN merupakan model kanal sederhana dan umum digunakan dalam suatu sistem komunikasi.

Model kanal AWGN, dapat merusak sinyal informasi ($S_i(t)$) yang ditransmisikan, sehingga sinyal yang diterima ($r(t)$) pada selang waktu $0 < t < T$ dapat dinyatakan sebagai berikut [5] :

$$r(t) = S_i(t) + n(t), 0 < t < T \quad (2.27)$$

Dengan $n(t)$ mewakili noise kanal, sebagai sebuah proses acak *zero mean Gaussian*. Proses acak *Gaussian* $n(t)$ yang merupakan fungsi acak dengan harga n , pada saat tertentu t , dikarakteristikan secara statistik menggunakan fungsi *pdf* (*probability density function*)

Gaussian sebagai berikut [5] :

$$Pn(v) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{x}{\sigma} \right)^2 \right] \quad (2.28)$$

Di mana σ^2 merupakan varians dari x . Grafik *pdf Gaussian* ternormalisasi dari suatu proses acak dengan rata-rata nol, yang diperoleh dengan mengasumsikan standar *deviasi*, $\sigma = 1$, sehingga nilai *pdf Gaussian* dapat diamati dari perhitungan dibawah [5] :

1. Jika $E[x] = x = 0$,

$$P_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} = 0,399$$

2. Jika $x = 1$,

$$P_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{1} \right)^2 \right] = 0,242$$

3. Jika $x = 2$,

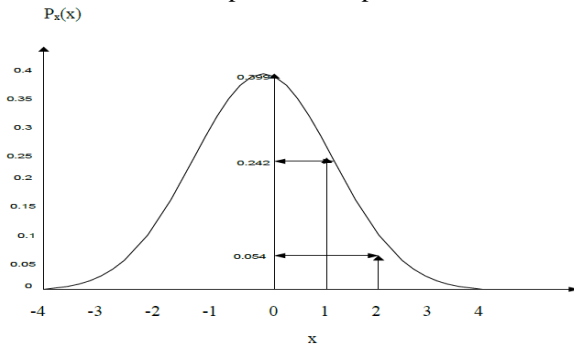
$$P_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{2}{1} \right)^2 \right] = 0,054$$

Dari nilai *pdf Gaussian* yang telah didapatkan pada saat $x = 0$, nilai yang diperoleh merupakan nilai *pdf* tertinggi, hal ini menunjukkan rata-rata pada proses acak ini adalah nol. Dengan hasil yang diperoleh, dapat digambarkan fungsi rapat probabilitas *Gaussian* dengan *standard deviation* (σ) = 1 seperti ditunjukkan pada Gambar 2.22.

Karakteristik rapat spektral daya (*power spectral density* atau *psd*) *white noise Gaussian* berharga konstan untuk semua frekuensi. Dengan kata lain, sumber *noise* yang mempunyai *psd* dengan karakteristik *white Gaussian* memancarkan jumlah daya *noise* tiap satuan lebar pita frekuensi yang sama besar, pada tiap frekuensi. Jika dimisalkan notasi *psd Gaussian* $G_n(f)$, maka dapat ditulis persamaannya sebagai berikut [5]:

$$G_n(f) = \frac{N_0}{2} \text{ watt/Hz} \quad (2.29)$$

Faktor 2 menunjukkan bahwa $G_n(f)$ memiliki rapat spektral daya 2 sisi. Rapat spektral daya *noise* yang bernilai sama pada semua frekuensi disebut *white noise* yang sering dikenal dengan nama *noise putih* dan jika mempunyai *pdf Gaussian*, maka disebut AWGN, yang berarti memiliki *pdf* terdistribusi *Gaussian* dan *psd* konstan pada semua frekuensi.

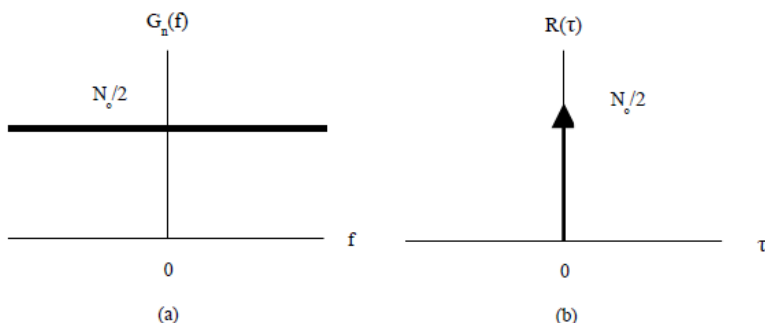


Gambar 2.22 Fungsi Rapat Probabilitas *Gaussian*

Untuk memperoleh fungsi autokorelasi *noise* putih, maka dioperasikan *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) pada rapat spektral dayanya, yang dapat dinyatakan sebagai berikut [5] :

$$R_n = F^{-1}\{G_n(f)\} = N_0/2 \cdot \delta(\tau) \quad (2.30)$$

Pada kenyataannya, tidak ada *noise* yang benar-benar putih, namun demikian pada suatu pemodelan yang diperhitungkan dalam sistem nyata dapat diasumsikan mendekati putih.



Gambar 2.23 (a) Rapat Spektral Daya *White Noise* (b) Fungsi Otokorelasi *White Noise* [5]

Fungsi *delta* pada fungsi autokorelasi *white noise*, berarti bahwa sinyal *noise* $n(t)$ tidak berkorelasi dari pergeseran waktunya untuk $\tau > 0$. *Noise* menjadi independen yang disebabkan oleh sampel yang tidak saling berkorelasi, sehingga efek proses deteksi kanal dengan AWGN adalah bahwa *noise* berpengaruh pada tiap simbol yang ditransmisikan secara independen. Kanal semacam ini disebut kanal tanpa memori, sedangkan *additive* berarti *noise* yang ditambahkan pada sinyal yang ditransmisikan.

2.5 Teknik Estimasi BER

Terdapat beberapa metode untuk mengestimasi BER dalam simulasi komputer, di antaranya adalah [5]:

1. Metode Simulasi *Monte Carlo*
2. Metode Modifikasi *Monte Carlo*
3. Teori Harga Ekstrem
4. *Tail Extrapolation*
5. *Quasi-Analytical*

Masing-masing teknik tersebut di atas, mempunyai kelebihan dan kekurangan yang dibedakan oleh cara penanganan dari fungsi rapat atau distribusi peluangnya. Metode simulasi *Monte Carlo* merupakan metode simulasi estimasi BER yang relatif sederhana, tetapi memerlukan waktu running yang relatif lama. Jika kondisi dikirim dinyatakan sebagai 'nol' dan peluang bersyarat *bit* terkirim salah sebagai 'nol', maka dapat dinyatakan dalam persamaan matematis berikut ini [5]:

$$P(error) = P_0 \int_{V_T} f_0(v) dv \quad (2.31)$$

Di mana V_T merupakan tegangan *threshold* pada proses *decision* dan $f_0(v)$ merupakan *pdf* dari tegangan *input* pada saat pencuplikan, jika *bit* yang dikirim adalah nol. Persamaan 2.34, dapat dinyatakan menjadi [5]:

$$P_0 = \int_{V_T} h_0(v) f_0(v) \cdot dv \quad (2.32)$$

Dengan $h_0(v) = \begin{cases} 1, & \dots v \geq V_T \\ 0, & \dots v < V_T \end{cases}$

Persamaan 2.34, ekuivalen dengan persamaan berikut [5]:

$$P_0 = E[h_0(v)] \quad (2.33)$$

dan estimasi nilai P_0 adalah nilai rata-rata sampel [5]:

$$P_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N h_0(v_i) \quad (2.34)$$

Di mana v_i ($v(t_1)$), dan t_i adalah waktu spasi simbol saat *decision* dilakukan. Lebih jelasnya, $h_0(v)$ adalah kesalahan yang terjadi dan penjumlahan pada persamaan 2.36 adalah perhitungan jumlah kesalahan. Jika dalam sistem terdapat sebanyak N *bit* yang diproses dan ada n *bit* yang *error*, maka BER dapat dihitung dengan mudah yaitu dengan rata-rata sampel [5]:

$$P_0 = \frac{n}{N} \quad (2.35)$$

2.6 Perhitungan PSD

Power Spectral Density (PSD) didefinisikan sebagai besarnya *power* (daya) per interval frekuensi, dalam bentuk matematis ditunjukkan pada persamaan 2.38 (Brook dan Wayne 1991).

$$\text{PSD} = \frac{|x_n|^2}{f} \left(\frac{(\text{Amplitudo})^2}{\text{Hz}} \right) \quad (2.36)$$

BAB 3

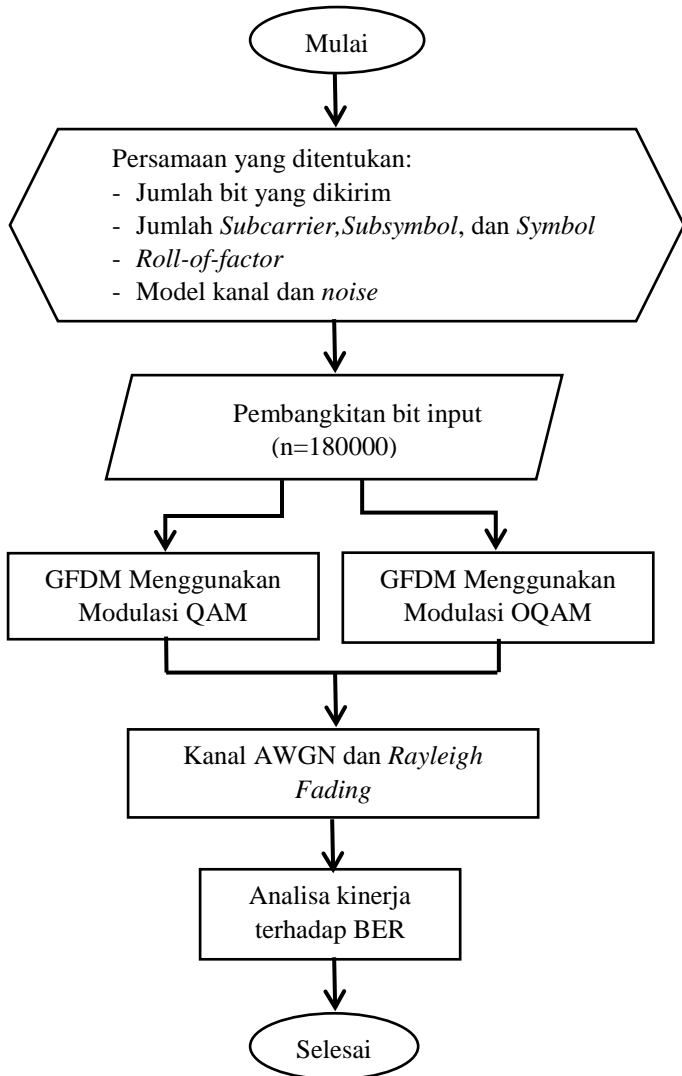
PEMODELAN DAN SIMULASI SISTEM

Pada bab 3 dijelaskan mengenai tahapan-tahapan dalam pembuatan tugas akhir. Tugas akhir ini membahas tentang perbandingan kinerja sistem GFDM menggunakan modulasi QAM dan *Offset* QAM. Untuk menentukan kinerja tersebut ditunjukkan dengan kurva *Bit Error Rate* (BER) fungsi *Signal-to-Noise Ratio* (SNR). BER merupakan perbandingan total bit yang salah dengan total bit yang dikirim, sedangkan SNR merupakan perbandingan antara sinyal dengan *noise*. Pemodelan sistem dapat dilakukan dengan model simulasi *passband* atau model simulasi *baseband*. Model simulasi *passband* menggunakan frekuensi tinggi sehingga membutuhkan komputasi yang kompleks, sedangkan model simulasi *baseband* lebih mudah dan sederhana. Untuk pemodelan simulasi QAM dan *Offset* QAM (OQAM) pada Tugas Akhir ini dilakukan dengan model simulasi *baseband*. Dalam pemodelan simulasi ini digunakan *software Matlab* versi R2016a (9.0.341360).

3.1 Parameter Simulasi Sistem GFDM

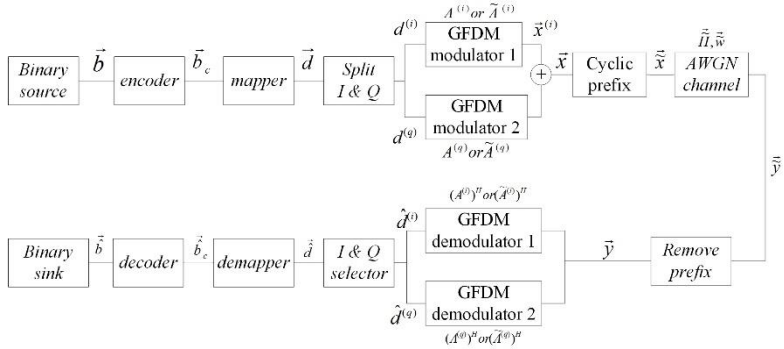
Analisa simulasi sistem GFDM menggunakan modulasi QAM dan *Offset* QAM dilakukan setelah menjalankan simulasi sistem dengan pemodelan sesuai dengan Gambar 3.1. Pada simulasi ini parameter dan asumsi yang digunakan adalah:

- a) Input data biner yang dibangkitkan sebanyak 180000 data, dimana data tersebut merupakan data acak.
- b) Tipe modulasi yang digunakan adalah modulasi QAM dan modulasi *Offset* OQAM
- c) Jumlah *subcarrier* yang digunakan adalah 5
- d) Jumlah *subsymbol* yang digunakan adalah 9
- e) Jumlah *symbol* yang digunakan adalah 1000
- f) *Roll-of-factor* yang digunakan sebesar 0;0,3;0,5; dan 1
- g) *Pulse shaping* yang digunakan adalah *root raised cosine filter*
- h) *Noise* AWGN dibangkitkan dengan menggunakan fungsi *awgn*
- i) Kanal yang digunakan adalah kanal AWGN dan *Rayleigh fading*.
- j) Performansi sistem yang dibahas adalah perbandingan BER (*Bit Error Rate*) terhadap fungsi SNR (*Signal-to-Noise Ratio*).



Gambar 3.1 Diagram alur perancangan simulasi sistem

3.2 Pemodelan Sistem

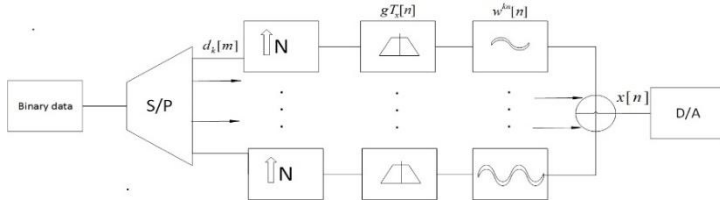


Gambar 3.2 Diagram blok *Transceiver*

Blok diagram yang akan disimulasikan dapat digambarkan pada gambar 3.2, yang selanjutnya akan dijelaskan secara detail untuk tiap-tiap blok dalam gambar tersebut.

3.2.1 Bagian Transmitter

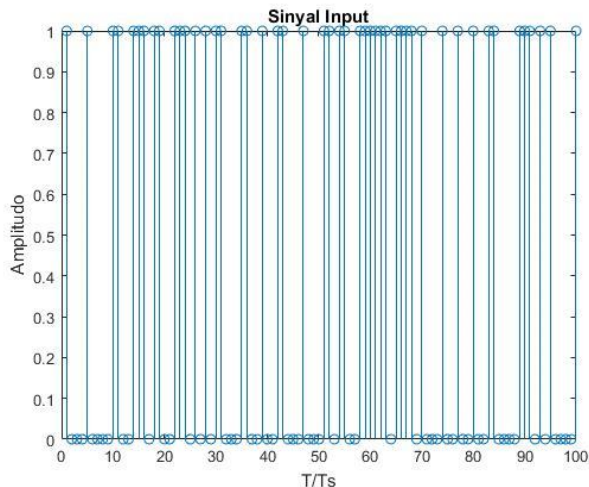
Pada bagian *transmitter* terdiri dari beberapa bagian seperti data *bit* yang dibangkitkan, proses *mapping*, proses *pulse shaping*, *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT), dan proses penambahan *cyclic prefix* yang kemudian ditransmisikan melalui kanal AWGN dan *Rayleigh Fading*. *Bit* data input terlebih dahulu dibangkitkan secara acak sejumlah 180000, *bit* data yang dibangkitkan akan melalui modulator untuk proses modulasi. Modulasi yang digunakan pada Tugas Akhir ini adalah 16 QAM. Hasil dari proses modulasi akan menghasilkan simbol-simbol yang bernilai *real* dan imajiner yang berfungsi agar *bit* data yang dikirimkan tersebut rentan terhadap *noise* dan interferensi. Uraian dari blok diagram bagian pemancar GFDM pada gambar 3.3 dijelaskan pada sub bab berikut.



Gambar 3.3 Blok Diagram GFDM bagian pemancar

3.2.1.1 Pembangkitan *bit input secara acak*

Langkah pertama yaitu sinyal dibangkitkan secara acak dengan fungsi *randi* pada MATLAB. Data acak yang dibangkitkan bernilai 0 dan 1 yang merupakan representasi dari sinyal digital. Pada Tugas Akhir ini, jumlah *subcarrier* dan *subsymbols* adalah 5 *subcarrier* dan 9 *subsymbols* dengan jumlah simbol sebanyak 1000 sehingga diketahui *bit* informasi yang digunakan berjumlah 180000 *bit* informasi. Hasil pembangkitan sinyal input ditunjukkan pada gambar 3.4 yang diambil sampel sebanyak 100 *bit*.



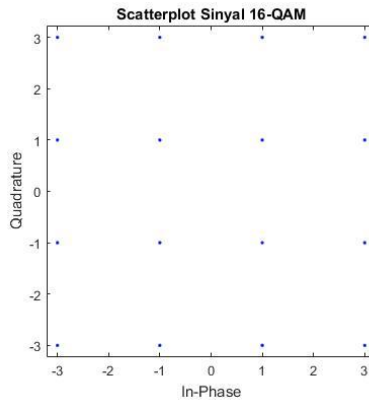
Gambar 3.4 *Stem Bit* informasi awal

3.2.1.2 Konversi *Bit Biner ke Integer*

Proses konversi yang dilakukan disini adalah konversi binary (*n*) *bit* ke *M*-ary desimal level, dengan $M=2^n$. Proses ini dimulai dengan membagi urutan-urutan *bit* menjadi *n-bit* sejumlah *k*-bagian. Misalnya pada Tugas Akhir kali ini terdapat 180000 *bit* serial maka dikonversi menjadi bentuk paralel sebanyak 45000 bagian, yang mana setiap bagian berisi 4 *bit* yang berbeda. Hasil dari data yang bernilai integer ini selanjutnya akan digunakan untuk proses *Mapping QAM* yang akan menghasilkan bilangan kompleks.

3.2.1.3 Mapping 16 QAM

Setiap simbol acak yang sudah dibangkitkan kemudian masuk dalam proses *mapping* sesuai dengan modulasi yang digunakan. Proses *mapping* adalah proses dimana data yang berbentuk *binary* yang dimodulasikan menggunakan modulasi QAM agar dapat diterima kanal *wireless*. Untuk modulasi QAM dengan beda fasa 90 derajat maka *scatter plot* terdiri dari dua bagian yaitu *in-phase* dan *quadrature*. Jadi untuk satu simbol GFDM akan *dimapping* dan diubah nilainya menjadi bilangan kompleks. Sinyal dengan jumlah *bit* sebanyak 4 *bit* akan menjadi sebuah simbol (x) dengan kemungkinan 16 kombinasi simbol. Diagram konstelasi untuk modulasi 16-QAM ditunjukkan pada gambar 3.5 berikut.

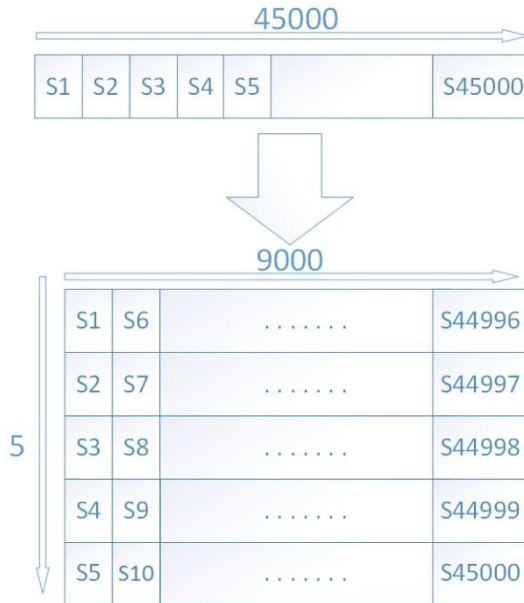


Gambar 3.5 Scatterplot sinyal 16-QAM

3.2.1.4 Serial to parallel

Setelah *dimapping*, bentuk input awal serial 1 x 45000 dikonversikan ke dalam bentuk paralel menjadi 5 x 9000 seperti ilustrasi yang ada pada gambar 3.6.

Masukan *Serial to Parallel Converter* ini adalah sederetan simbol yang telah dimodulasi. Dalam simulasi penggambaran konsep ini cukup diwakili dengan pemakaian fungsi *reshape* pada Matlab.



Gambar 3.6 Konversi *Serial to Parallel*

Selanjutnya dibuat matriks d untuk blok GFDM dengan ukuran 8×10 yang berisi *zero padding*. Matriks tersebut akan diisi dengan deretan data informasi berukuran $K \times M$ atau 5×9 . Sisa matriks dari blok GFDM yang tidak berisi data informasi dimana bernilai *zero* yang digunakan untuk proses *circular convolution*. Matriks berukuran 8×10 ini diubah menjadi ukuran 80×1 untuk mewakili satu buah simbol GFDM. Masing-masing simbol lalu di *upsampling* dengan faktor N untuk mengubahnya menjadi sinyal impuls.

Matriks d yang terbentuk dari hasil *upsampling* berukuran 80×1000 atau $KM \times N$, sehingga dapat disebut dengan kumpulan blok GFDM. Matriks d tersebut kemudian dipecah menjadi d_i dan d_q . Nilai d_i menunjukkan data QAM yang bernilai *real*, dan d_q sebagai data QAM yang bernilai imajiner.

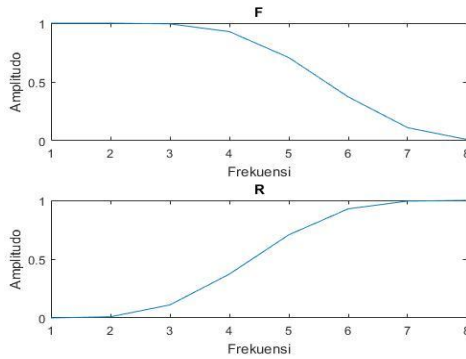
3.2.1.5 Pembentukan Pulsa (*Pulse Shaping*)

Proses selanjutnya adalah *pulse shaping*, yang mana hasil sistem GFDM dikalikan dengan *pulse shapes* yang dibentuk pada domain waktu. *Pulse shaping* yang digunakan adalah *root-raised cosine filter* dengan besar *roll-off factor* sebesar 0,3; 0,5; dan 1. Setelah didapatkan pulsa RRC dari persamaan tersebut dan diberikan notasi g , kemudian pulsa $g[n]$ digeser secara sirkular pada domain waktu dan frekuensi untuk menghasilkan *pulse shaping*. Filter prototype tersebut berfungsi untuk membedakan subsimbol berdasarkan *time slot* dan frekuensi. Oleh karena itu, hasil dari pemfilteran tersebut adalah sebuah sub sinyal GFDM yang memiliki frekuensi dan waktu yang berbeda-beda akibat proses penggeseran oleh filter sirkular. Semua sub sinyal yang dihasilkan kemudian dijumlahkan sehingga menjadi sebuah sinyal GFDM. *Pulse shapes* dari setiap *subcarrier* dan *subsymbol* dapat dikelompokkan pada sebuah matriks modulasi sebagai berikut:

$$A = [g_{0,0} \cdot \cdot \cdot g_{K-1,0} \ g_{0,1} \cdot \cdot \cdot g_{K-1,M-1}]$$

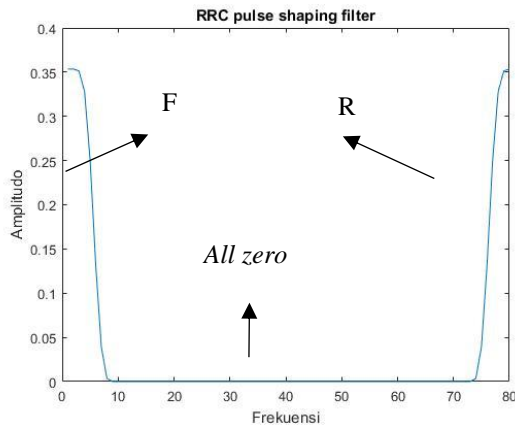
Dimana $g_{k,m}$ adalah sebuah vektor kolom yang berisi sampel dari $g_{k,m}[n]$. Tujuan pemberian *pulse shaping* RRC ini adalah untuk memberikan efisiensi *bandwidth* dibandingkan dengan menggunakan *rectangular pulse*.

Pada program Matlab tugas akhir kali ini dihasilkan dua sinyal F dan R berdasarkan persamaan RRC diatas. Komponen F dan R ini yang selanjutnya digabungkan dengan menggunakan zero pad dan menghasilkan sinyal g . Bentuk sinyal RRC komponen F dan R dapat dilihat pada gambar 3.7



Gambar 3.7 Root Raised Cosine Filter

Bentuk sinyal g dengan α sebesar 1 pada domain frekuensi dapat dilihat seperti gambar 3.8 berikut.



Gambar 3.8 Sinyal QAM dengan *pulse shaping* RRC dengan $\alpha=1$

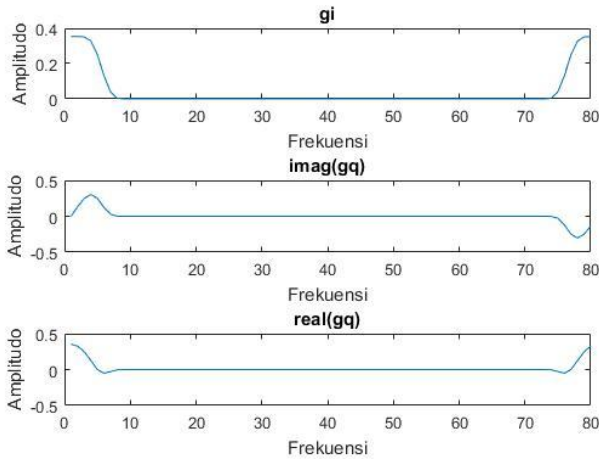
3.2.1.6 Proses *Offset* QAM

Langkah selanjutnya adalah membuat *offset* QAM dari *pulse shaping* $g[n]$ yang telah dibangkitkan sebelumnya. Proses *Offset* QAM ini dilakukan dengan mentransmisikan bagian *real* dan imajiner dari data simbol QAM menggunakan *pulse shaping* dengan *offset* atau pergeseran

sebesar $K/2$ sampel atau setengah *subcarrier* satu sama lain pada sisi *quadrature*. Serta dilakukan rotasi phase sebesar $\pi/2$ antar *subcarrier* dan *subsymbol* yang berdekatan. Dengan *Offset QAM* ini dapat membuat transmisi *free-interference* dapat tercapai. Hal ini yang membedakan antara *Offset QAM* dan *QAM* pada sistem GFDM. Proses *pulse shaping* pada OQAM dapat diekspresikan seperti persamaan 3.1 berikut: [17]

$$g_{k,m}^{(i)}[n] = j^k g_{k,m}[n] \quad (3.1)$$

$$g_{k,m}^{(q)}[n] = j^{k+1} g_{k,m+\frac{1}{2}}[n]$$



Gambar 3.9 *Pulse shaping* pada *offset QAM*

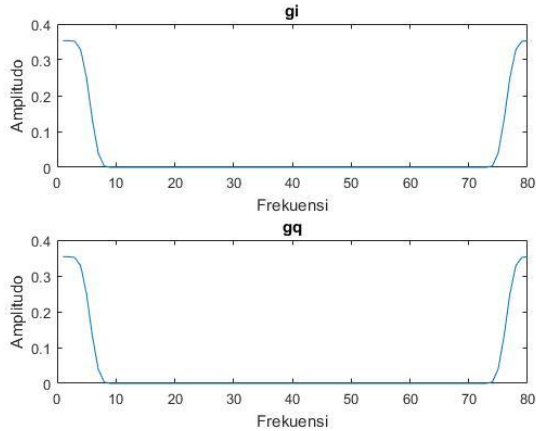
Representasi hasil sinyal g_i dan g_q atau *pulse shaping* di sisi *inphase* dan *quadrature* pada *offset QAM* dapat dilihat pada gambar 3.9.

Penggunaan fungsi *circshift* pada Matlab dapat mewakili proses tersebut. Fungsi *circshift* digunakan untuk menggeser secara sirkular pada bagian *quadrature* dari *pulse shaping g* pada proses *Offset QAM*.

Selanjutnya dibuat *pulse shaping* untuk QAM yang nantinya akan dibandingkan dengan modulasi OQAM. Pemodelan *pulse shaping* pada QAM biasa tanpa terjadi *offset* seperti persamaan berikut:

$$g_{k,m}^{(i)}[n] = j^k g_{k,m}[n]$$

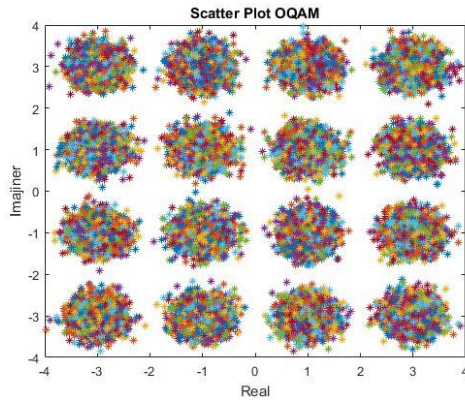
$$g_{k,m}^{(q)}[n] = j^k g_{k,m}[n]$$
(3.2)



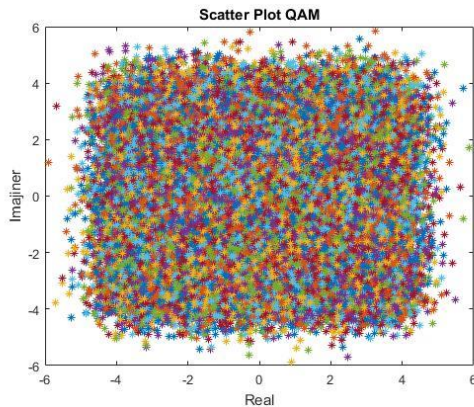
Gambar 3.10 *Pulse shaping* pada QAM

Representasi hasil sinyal gi dan gq pada modulasi QAM dapat dilihat pada gambar 3.10. Terlihat pada gambar 3.10 tidak terdapat perbedaan antara komponen *inphase* (gi) dan *quadrature* (gq), sehingga *pulse shaping* yang dihasilkan QAM sama seperti sinyal g .

Gambar 3.11 dan 3.12 merupakan hasil simulasi *scatter plot* dari sistem GFDM dengan modulasi OQAM dan sistem GFDM dengan modulasi QAM. *Scatter plot* digunakan untuk melihat gambaran mengenai wilayah deteksi simbol pada sistem GFDM.



Gambar 3.11 *Scatter plot* sistem GFDM/OQAM

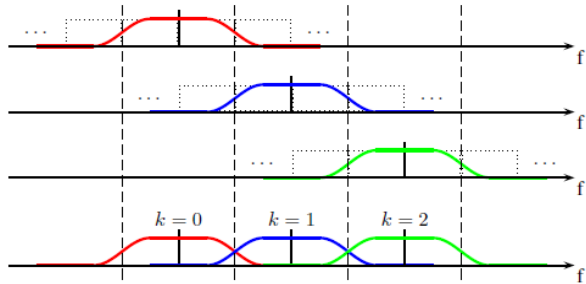


Gambar 3.12 *Scatter plot* sistem GFDM/QAM

Dari hasil *scatter plot* yang didapatkan terlihat bahwa *scatter plot* simbol pada GFDM dengan modulasi OQAM terlihat berdekatan satu sama lain dan hasilnya tepat di daerah *decision area*. Berbeda dengan hasil *scatter plot* pada GFDM dengan modulasi QAM dimana terlihat menyebar pada semua titik dan tidak tepat jatuh di daerah penerima. *Scatter plot* yang diterima tidak tepat berada pada daerah *decision area* sehingga menimbulkan nilai BER tidak sama dengan 0.

3.2.1.7 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)

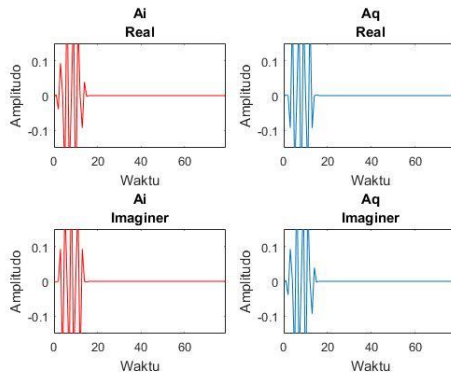
Proses selanjutnya adalah proses IFFT yaitu proses untuk mengubah sinyal dalam domain frekuensi ke dalam domain waktu.



Gambar 3.13 Superposisi *subcarrier* pada proses IFFT [18]

Dari gambar 3.13 dapat dilihat bahwa setiap *subcarrier* digeser pada domain frekuensi dengan menggunakan operasi *circular convolution* [17]. Pemodelan matriks A ini dapat diwakilkan dengan menggunakan fungsi *circshift* pada Matlab.

Bentuk sinyal dari *subcarrier* per simbol pada *inphase* dan *quadrature* atau A_i dan A_q pada bagian *real* dan imajiner dapat dilihat pada gambar 3.14.



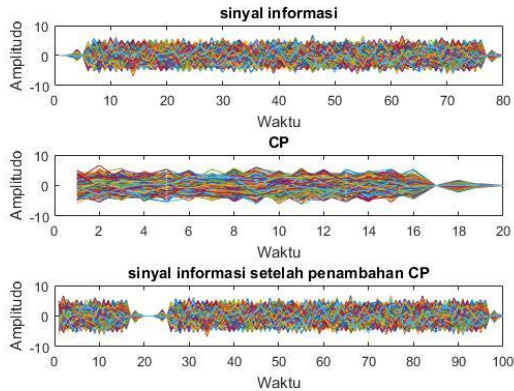
Gambar 3.14 Bentuk sinyal *subcarrier* pada pada *Offset QAM*

3.2.1.8 Penambahan *cyclic prefix*

. Tujuan dari penambahan *cyclic prefix* adalah untuk mengatasi terjadinya penambahan noise berlebih yang disebabkan oleh *pulse shaping*, sehingga noise dapat dikurangi sekecil mungkin. Prinsip penempatan *cyclic prefix* pada GFDM mirip dengan penambahan *cyclic prefix* pada OFDM. Pada sistem OFDM, CP diambil dari 25 % ukuran data satu simbol OFDM. Peletakkan dari *cyclic prefix* diambil dari salinan akhir dari setiap *subcarrier* dan diletakkan di awal *frame*. Sedangkan pada sistem GFDM diambil dari salinan akhir dari setiap simbol dan kemudian diletakkan di awal *frame* [19]. Namun perbedaannya yaitu apabila CP pada sistem OFDM disisipkan pada setiap simbol, sedangkan pada sistem GFDM disisipkan CP pada setiap blok dari M simbol [8]. Sehingga pada Tuga Akhir kali ini, blok GFDM yang berukuran 80x1000 digunakan *cyclic prefix* sebanyak 20. Simbol GFDM yang akan disalin adalah 20 simbol GFDM terakhir dan akan diletakkan pada awal simbol GFDM sehingga simbol GFDM yang berjumlah 80 akan menjadi berjumlah 100 setelah ditambahkan *cyclic prefix*. Pemodelan prinsip penambahan *cyclic prefix* pada blok GFDM dapat direpresentasikan pada gambar 3.15 [19] Sedangkan CP yang ditambahkan dan hasil sinyal yang ditransmisikan setelah ditambahkan CP dapat dilihat pada gambar 3.16.

cyclic prefix	$s_0[0]$	$s_0[1]$	$s_0[2]$...	$s_0[M-1]$
	$s_1[0]$	$s_1[1]$	$s_1[2]$		$s_1[M-1]$
	$s_2[0]$	$s_2[1]$	$s_2[2]$		$s_2[M-1]$
	\vdots	\vdots	\vdots		\vdots
	$s_{N-1}[0]$	$s_{N-1}[1]$	$s_{N-1}[2]$		$s_{N-1}[M-1]$

Gambar 3.15 Penambahan *cyclic prefix* pada GFDM

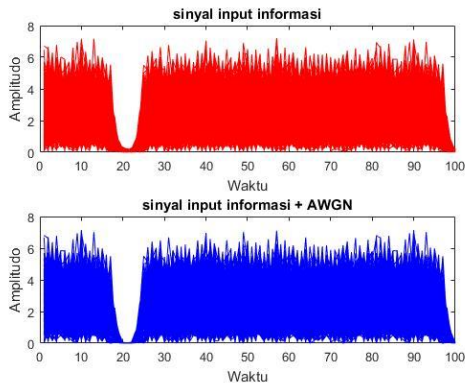


Gambar 3.16 Hasil sinyal yang ditransmisikan ketika ditambahkan CP

3.2.1.9 Kanal AWGN

AWGN bersifat menambahkan gangguan pada masing-masing subkanal, dengan distribusi normal dan nilai rata-rata nol. Pada pemodelan ini dibangkitkan AWGN dengan perintah fungsi *awgn* secara langsung dengan memasukkan variabel sinyal *input* yang ditransmisikan dan nilai SNR dalam dB. Pada tugas akhir kali ini digunakan nilai SNR sebesar 0 hingga 15 dan 25.

Sedangkan hasil penambahan AWGN terhadap sinyal yang ditransmisikan dapat dilihat pada gambar 3.17 berikut.



Gambar 3.17 Hasil penambahan AWGN terhadap sinyal yang ditransmisikan

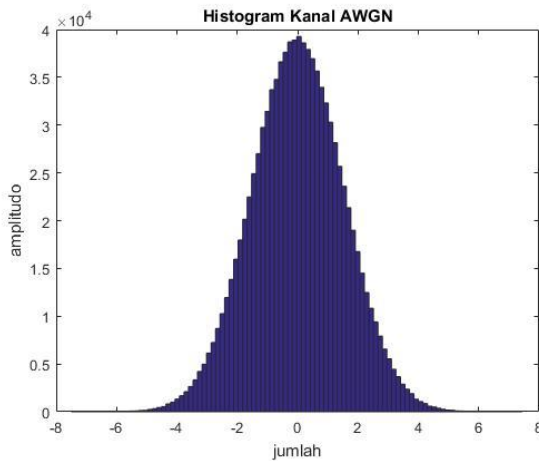
Untuk mengetahui sebaran noise AWGN dapat digunakan fungsi hist yang menampilkan histogram dari sebaran *noise*. *Noise* harus saling bebas dan berdistribusi *Gaussian*. Sumber noise kompleks dapat didefinisikan seperti persamaan berikut:

$$n(t) = n_I(t) + j n_Q(t) \quad (3.3)$$

Dimana n_I dan n_Q adalah independen *Gaussian random* variabel dengan *zero mean* μ^2 dan variansi σ^2 . Hal ini sesuai dengan persamaan 3.4:

$$\phi_{n_I n_Q}(t) = \begin{cases} \mu^2 + \sigma^2 & , \quad m = 0 \\ \mu^2 & , \quad m \neq 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Gambar 3.18 merupakan histogram dari kanal AWGN.

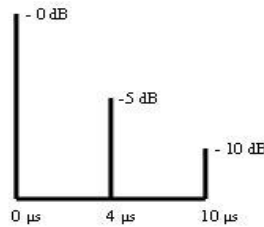


Gambar 3.18 Histogram Kanal AWGN

3.2.1.10 Kanal Rayleigh Fading

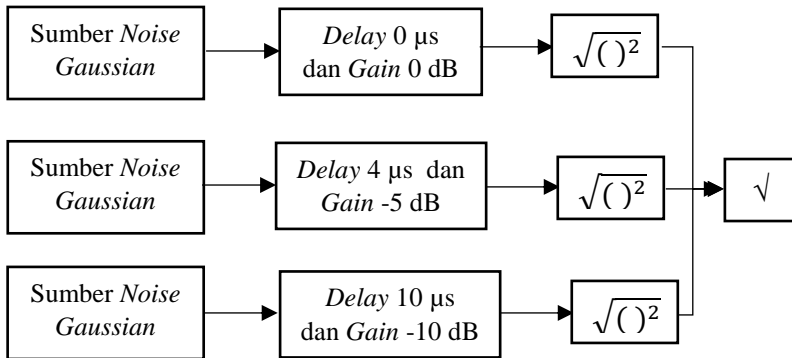
Kanal *Rayleigh Fading* yang digunakan pada pemodelan Tugas Akhir ini yaitu menggunakan kanal SUI-5 yang ditunjukkan pada gambar 3.19. Sinyal informasi mengalami pelemahan sebesar α dan *multipath* sebanyak tiga lintasan, pada lintasan ke-1 sinyal diredam dengan $\alpha_1 = 0$ dB, pada lintasan ke-2 sinyal diredam dengan $\alpha_2 = -5$ dB dan mengalami

penundaan 4 μs , pada lintasan ke-3 sinyal diredam dengan $\alpha_3 = -10$ dB dan mengalami penundaan 10 μs .



Gambar 3.19 Model Kanal SUI-5

Distribusi *rayleigh* pada masing-masing lintasan, dimodelkan sebagai berikut, yaitu pada *envelope* sinyal *fading* yang dibangkitkan merupakan proses kompleks *Gaussian* yang mempunyai bagian *real* yang independen dengan bagian *imaginer*-nya. Metode untuk membangkitkannya dapat diilustrasikan pada gambar 3.20.



Gambar 3.20 Pemodelan *Rayleigh Fading*

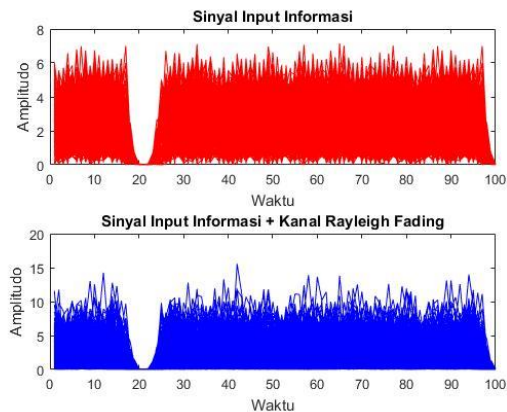
Dari gambar 3.20 nampak bahwa $I_g(n)$ dan $Q_g(n)$ adalah komponen *inphase* dan *quadrature* dari proses kompleks gaussian. Langkah-langkah dalam pembangkitan *envelope fading* adalah seperti persamaan 3.5 berikut:

$$I_g(n) = \text{randn}(1, \text{panjang sinyal input})$$

$$Q_g(n) = \text{randn}(1, \text{panjang sinyal input})$$

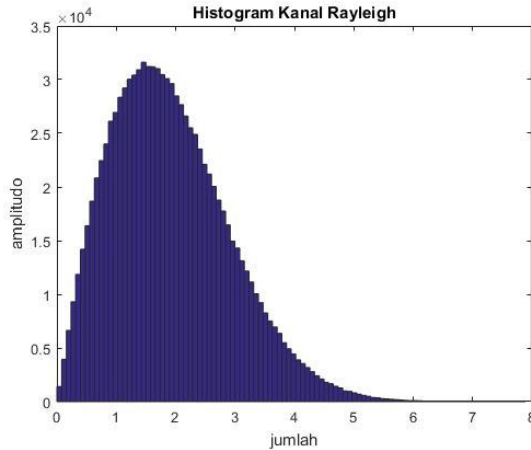
$$\text{Envelope} = \sqrt{I_g(n)^2 + Q_g(n)^2} \quad (3.5)$$

Pada sisi penerima, sinyal yang masuk ke penerima merupakan hasil jumlahan dari ketiga sinyal dengan pelemahan dan penundaannya masing-masing. Adapun sinyal terkirim yang terkena *rayleigh fading* ditunjukkan pada gambar 3.21.



Gambar 3.21 Hasil penambahan kanal *Rayleigh Fading* terhadap sinyal yang ditransmisikan

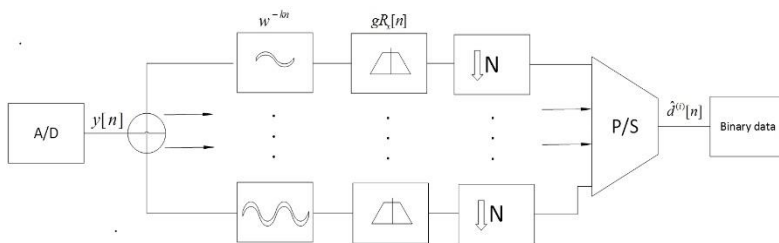
Gambar 3.21 adalah gambar karakteristik kanal yang dilewati kanal *Rayleigh Fading*. Terlihat sinyal informasi yang ditransmisikan mengalami pelemahan ataupun penguatan. Histogram dari kanal frekuensi selektif fading dan AWGN dapat dilihat pada gambar 3.22.



Gambar 3.22 Histogram Kanal *Rayleigh Fading*

3.2.2 Bagian Receiver

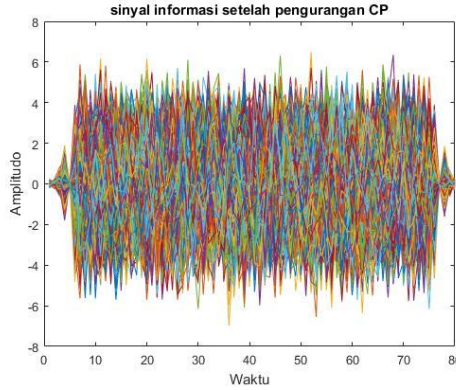
Pada bagian penerima terdiri dari proses *remove cyclic prefix* dan *Fast Fourier Transform* (FFT) hingga akhirnya sinyal diubah ke dalam bentuk *bit* seperti saat dibangkitkan. Jika ada kesalahan pengiriman simbol maka bisa menyebabkan terjadinya *bit error rate*. Untuk uraian dari blok diagram bagian penerima GFDM pada gambar 3.23 dijelaskan pada sub bab berikut.



Gambar 3.23 Blok Diagram GFDM bagian receiver

3.2.2.1 Remove Cyclic Prefix

Proses pertama pada bagian *receiver* yaitu menghilangkan *cyclic prefix* yang telah disisipkan pada sisi pemancar. Sehingga yang tersisa adalah simbol yang hanya mengandung informasi yang sesungguhnya saja. Pada gambar 3.24 terlihat bahwa ukuran simbol matriks yang didapatkan kembali seperti awal yaitu 80 x 1000.



Gambar 3.24 Sinyal yang ditransmisikan setelah pengurangan CP

3.2.2.2 FFT (Fast Fourier Transform)

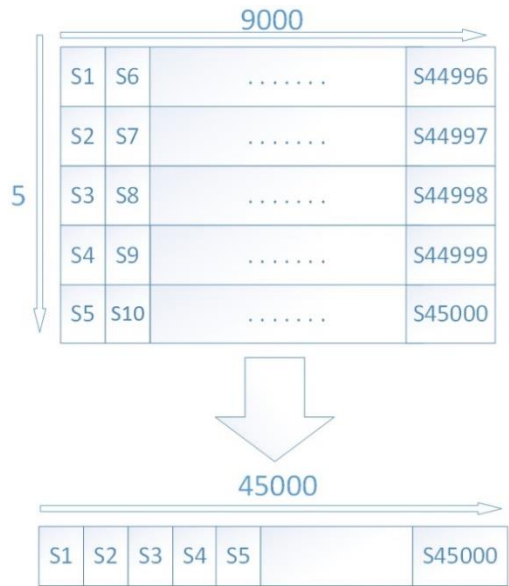
Setelah dilakukan penghapusan *cyclic prefix*, maka selanjutnya dilakukan proses FFT yang berfungsi untuk memisahkan kembali data informasi dengan sinyal *carrier*. Proses tersebut bisa juga disebut dengan proses demodulasi multicarrier dan merupakan berkebalikan dari proses IFFT. Dalam proses FFT domain waktu diubah kembali ke domain frekuensi. Proses FFT pada GFDM dapat dilakukan dengan mengalikan bentuk *transpose* dari matriks A_i dan A_q hasil IFFT dengan sinyal yang ditransmisikan setelah pengurangan CP. Proses FFT ini dapat diekspresikan sesuai dengan persamaan 3.6 berikut:

$$d = \Re\{(\tilde{A}^{(i)})^H y\} + j\Re\{(\tilde{A}^{(q)})^H y\} \quad (3.6)$$

3.2.2.3 Parallel to Serial

Output dari proses FFT merupakan bentuk paralel, namun tidak semua baris pada bentuk paralel tersebut dipakai untuk diproses lebih lanjut, hal ini disesuaikan dengan jumlah *subcarrier* yang digunakan, misalnya pada pemodelan ini digunakan 5 *subcarrier* ($K=5$) dan 9

subsymbol ($M=9$), sehingga ukuran matriks yang digunakan 5×9000 . Dari matriks tersebut selanjutnya diserialkan untuk proses demodulasi pada tahap selanjutnya. *Parallel to Serial converter* pada penerima, sama halnya dengan *serial to parallel converter* pada pemancar yaitu menggunakan fungsi *reshape* pada program Matlab. Dimana matriks paralel diubah kembali seperti awal menjadi matriks serial 1×45000 . Matriks 1×45000 tersebut adalah matriks yang berisi data informasi. Ilustrasi blok diagram proses konversi *Parallel to Serial* dapat dilihat pada gambar 3.25 berikut:



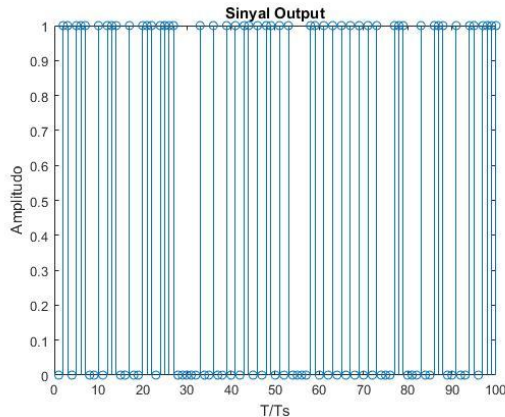
Gambar 3.25 Konversi *Parallel to Serial*

3.2.2.4 Demapping

Proses yang terjadi pada demodulator 16-QAM merupakan kebalikan proses yang terjadi pada modulator 16-QAM. Proses *demapping* atau demodulasi untuk M-QAM ini bertujuan untuk mengubah deretan simbol GFDM menjadi *bit-bit* informasi kembali. Keluaran dari *bit* informasi ini dapat digunakan untuk mengetahui nilai BER (*bit error rate*) atau

kesalahan *bit* yang diterima pada *receiver* dibandingkan dengan *bit* informasi awal yang dibangkitkan pada *transmitter*.

Pada proses konversi menjadi bentuk *bit* pada Tugas Akhir ini digunakan fungsi *sign* pada Matlab. *Bit-bit* biner pada gambar 3.26 merupakan hasil akhir proses sistem sebelum diubah menjadi serial dan kemudian *bit-bit* ini akan dibandingkan dengan *bit-bit* awal yang ada pada sisi pemancar.



Gambar 3.26 *Stem Bit* informasi akhir

3.2.3 Simulasi Analisa BER

Pada Tugas Akhir ini untuk menganalisa kinerja dari sistem GFDM dengan menggunakan OQAM dan GFDM dengan menggunakan QAM maka akan diukur laju *Bit Error Rate* (BER) sistem. Semakin tinggi nilai BER menandakan kinerja sistem yang semakin buruk, karena informasi yang diterima pada sisi penerima mengalami banyak perubahan selama transmisi. Dalam proses simulasi ini, BER dilakukan dengan membandingkan total *bit* yang error dengan total *bit* yang dikirim sesuai dengan persamaan 3.7.

$$BER = \frac{\text{jumlah bit error}}{\text{total bit}} \quad (3.7)$$

3.2.4 Simulasi Analisa PSD

Untuk menganalisa *Out of Band* (OOB) pada suatu *waveform* GFDM dapat dilihat dari bentuk kurva *power spectral density* (PSD) fungsi frekuensi (f). Langkah pertama untuk mengamati kurva PSD fungsi frekuensi suatu *waveform* yaitu memproses sinyal keluaran *waveform* hasil proses FFT. Kemudian dilakukan perhitungan PSD dengan menggunakan fungsi *pwelch* pada MATLAB, yakni mencari DFT (berdasarkan perhitungan algoritma FFT) dan mengkuadratkan nilai magnitude tersebut.

BAB 4

PENGAMBILAN DAN ANALISA DATA

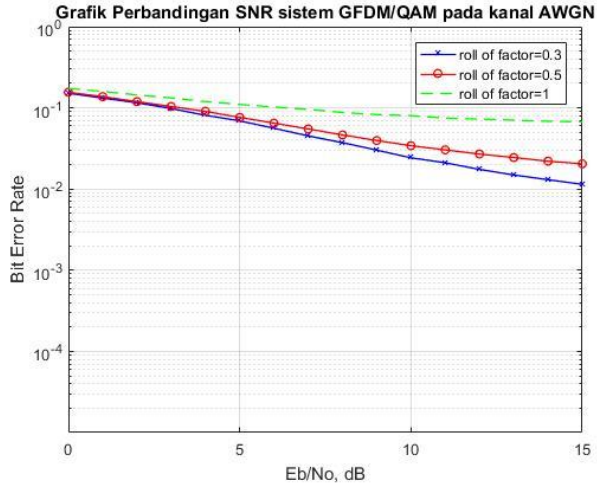
Pada bab ini akan ditampilkan hasil simulasi dari sistem GFDM dengan menggunakan modulasi *Offset QAM* dan sistem GFDM menggunakan modulasi QAM. Hasil dari simulasi akan dianalisa untuk mengetahui dan membandingkan kinerja dari sistem GFDM menggunakan kedua modulasi tersebut. Seluruh simulasi dilakukan dengan menggunakan Matlab versi R2016a (9.0.341360).

4.1 Data Simulasi

Besarnya kesalahan *bit* akan mempengaruhi unjuk kerja sistem komunikasi digital, oleh karena itu untuk mengetahui unjuk kerja sistem yang disimulasikan maka dilakukan penghitungan BER (*Bit Error Rate*) pada *bit-bit* di penerima. Pada perhitungan BER ini dilakukan untuk sistem GFDM dengan modulasi OQAM dan modulasi QAM yang melewati kanal AWGN dan kanal frekuensi *Rayleigh Fading*. Perhitungan BER ini juga dilakukan dengan membandingkan *bit* yang dikirim dengan *bit* hasil deteksi dari sistem. Data diambil dengan melakukan percobaan masing-masing titik pada grafik sebanyak 25 dan 15 kali untuk setiap nilai SNR. Selanjutnya data hasil simulasi diolah dalam bentuk grafik-grafik SNR terhadap besarnya BER. Metode yang dipakai untuk menentukan BER adalah metode Monte Carlo, yang mana data *input* dibandingkan dengan data *output*.

4.2 Hasil Simulasi Sistem GFDM dengan Menggunakan Modulasi QAM pada Kanal AWGN

Pada simulasi ini akan ditampilkan suatu sistem GFDM dengan menggunakan modulasi QAM pada *Roll-of-factor* (α) sebesar 0,3; 0,5; dan 1, dimana kanal yang digunakan sama-sama kanal AWGN. Hasil dari simulasi dapat dilihat pada gambar 4.1.



Gambar 4.1 Grafik perbandingan SNR sistem GFDM/QAM pada kanal AWGN

Dari hasil simulasi didapatkan grafik perbandingan SNR sistem GFDM/QAM pada kanal AWGN seperti pada gambar 4.1. Hasil yang didapatkan untuk GFDM/QAM dengan $\alpha=0,3$ dari grafik tersebut untuk pengamatan nilai BER 10^{-1} memiliki kinerja SNR 3dB. Sedangkan untuk $\alpha=0,5$ memiliki kinerja SNR 4dB, dan untuk $\alpha=1$ memiliki kinerja SNR sebesar 6dB. Hal ini menunjukkan kinerja sistem GFDM/QAM dengan $\alpha=0,3$ lebih baik ± 1 dB dari $\alpha=0,5$ dan lebih baik ± 3 dB dari $\alpha=1$.

Kinerja sistem GFDM/QAM paling baik dapat dicapai untuk $\alpha=0,3$ sedangkan $\alpha=1$ memiliki kinerja sistem yang paling buruk. Hal ini dikarenakan untuk penggunaan *pulse shaping* pada GFDM/QAM dimana besarnya *Roll-of-factor* (α) apabila $\alpha=0$ maka tidak terjadi *overlap* antar *subcarrier* satu dengan yang lainnya jika dilihat dari bentuk spektrumnya.

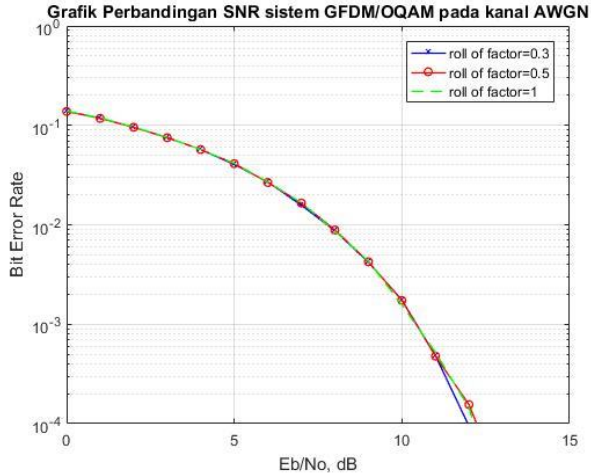
Tabel 4.1 Nilai BER fungsi SNR pada sistem GFDM/QAM dengan $\alpha=0$, 0.5, dan 1

SNR	BER		
	<i>Roll-of-factor</i>		
	0,3	0,5	1
1	0.1509	0.1550	0.1758
3	0.1146	0.1180	0.1454
6	0.0683	0.0744	0.1099
9	0.0372	0.0460	0.0887
12	0.0207	0.0295	0.0762
15	0.0131	0.0209	0.0690
18	0.0097	0.0168	0.0659
21	0.0080	0.0149	0.0639
24	0.0069	0.0138	0.0632
25	0.0070	0.0135	0.0627

Pada tabel 4.1, dapat terlihat ketika nilai SNR 25 dB, sistem GFDM/QAM dengan $\alpha=0,3$ memiliki nilai BER 7×10^{-3} , untuk $\alpha=0.5$ memiliki nilai BER 13×10^{-3} , sedangkan untuk $\alpha=1$ memiliki nilai BER 62×10^{-3} . Berdasarkan hasil gambar 4.1 dan tabel 4.1. semakin naik penggunaan *Roll-of-factor* (α) atau semakin mendekati 1, maka nilai BER semakin meningkat pula yang menunjukkan kinerja sistem semakin buruk. Hal ini dikarenakan terjadi *overlap* antar *subcarrier* satu dengan lainnya. *Overlap* ini akan menyebabkan interferensi yang akan berpengaruh pada error di penerima sehingga BER akan meningkat pula.

4.3 Hasil Simulasi Sistem GFDM dengan Menggunakan Modulasi *Offset* QAM pada Kanal AWGN

Sama seperti simulasi sebelumnya, pada simulasi ini akan ditampilkan BER pada sistem GFDM namun dengan menggunakan modulasi yang berbeda yaitu modulasi *Offset* QAM pada *Roll-of-factor* (α) sebesar 0,3; 0,5; dan 1, dimana kanal yang digunakan sama-sama kanal dengan *noise* AWGN. Pada sistem ini menghasilkan 15 titik yang mana tiap titik didapat dengan melakukan percobaan sebanyak 15 kali yang ditampilkan pada gambar 4.2.



Gambar 4.2 Grafik SNR sistem GFDM/OQAM pada kanal AWGN

Dari hasil simulasi didapatkan grafik perbandingan SNR sistem GFDM/OQAM pada kanal AWGN seperti pada gambar 4.2. Hasil yang didapatkan untuk GFDM/OQAM dengan $\alpha=0,3$ maupun $\alpha=0,5$ dan $\alpha=1$ memiliki kinerja SNR yang tidak jauh berbeda.

Tidak seperti pada sistem GFDM/QAM, performansi sistem GFDM/QAM pada ketiga penggunaan *Roll-of-factor* memiliki performansi yang cukup baik yaitu pada pengamatan nilai BER 10^{-3} memiliki kinerja SNR 11dB.

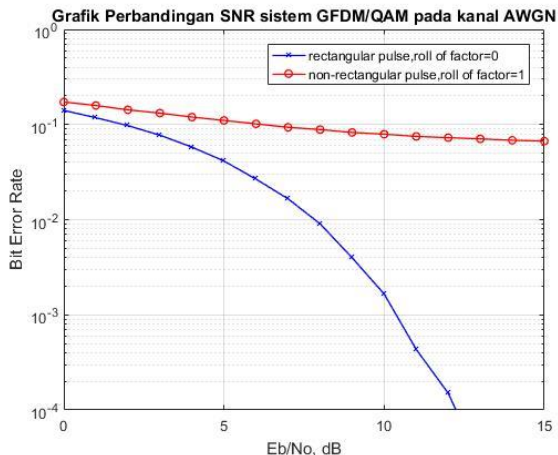
Tabel 4.2 Nilai BER fungsi SNR pada sistem GFDM/OQAM

SNR	BER		
	<i>Roll-of-factor</i>		
	0.3	0,5	1
1	0.13833	0.13947	0.13915
3	0.09731	0.09645	0.09741
5	0.05587	0.05762	0.05800
7	0.02691	0.02706	0.02794
9	0.00869	0.00896	0.00900
11	0.00170	0.00152	0.00182
13	0.00014	0.00013	0.00015
15	0.00000	0.00000	0.00000

Pada tabel 4.2, dapat terlihat ketika nilai SNR 15 dB, sistem GFDM/OQAM dengan $\alpha=0,3$; $\alpha=0,5$ maupun $\alpha=1$ memiliki nilai BER 0. Berdasarkan hasil gambar 4.2 dan tabel 4.2. dapat disimpulkan bahwa penggunaan *Roll-of-factor* lebih dari 0 pada GFDM dengan modulasi OQAM dapat memberikan kinerja sistem yang baik.

4.4 Hasil Perbandingan Simulasi Sistem GFDM dengan Menggunakan Modulasi QAM pada Kanal AWGN dengan *rectangular* dan *non-rectangular pulse*

Hasil pengukuran BER pada sub bab ini masih menggunakan pemodelan yang sama seperti sebelumnya. Dimana disimulasikan sistem GFDM dengan modulasi QAM menggunakan *Roll-of-factor* (α) yang berbeda yaitu sebesar 0 dan 1. Dimana *Roll-of-factor* (α) yang bernilai 0 menunjukkan penggunaan *rectangular pulse* pada proses *pulse shaping*. Sedangkan α yang bernilai 1 menunjukkan penggunaan *non rectangular pulse*. Hasil BER yang didapatkan pada penggunaan kedua *Roll-of-factor* tersebut kemudian dibandingkan untuk menunjukkan kinerja dari sistem GFDM pada modulasi QAM. Untuk plot hasil BER dan SNR sistem dapat direpresentasikan pada gambar 4.3 berikut.



Gambar 4.3 Grafik Perbandingan SNR sistem GFDM/QAM pada penggunaan *rectangular pulse* dan *non rectangular pulse*

Pada gambar 4.3 terlihat bahwa grafik pada sistem GFDM/QAM dengan penggunaan *rectangular pulse* pada saat nilai BER 10^{-1} memiliki kinerja SNR 2dB. Sedangkan untuk penggunaan *non rectangular pulse* memiliki kinerja SNR 5dB. Hal ini menunjukkan kinerja sistem GFDM/QAM dengan penggunaan *rectangular pulse* lebih baik ± 3 dB dari GFDM/QAM dengan menggunakan *non rectangular pulse*.

Tabel 4.3 Prosentase penurunan BER pada sistem GFDM/QAM

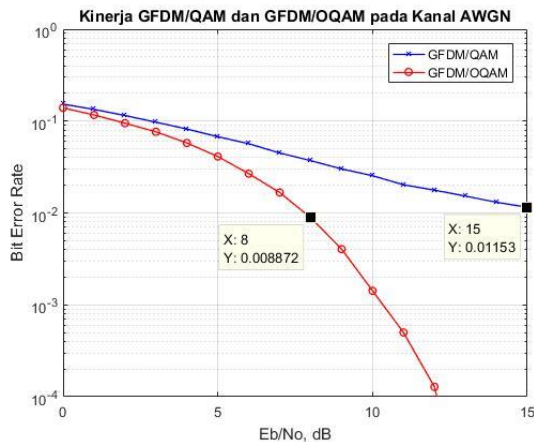
SNR	BER		Prosentase penurunan BER (%)
	<i>Roll-of-factor</i>		
	0	1	
1	0.14064	0.17239	18.41
3	0.09734	0.14271	31.79
5	0.05791	0.11979	51.66
7	0.02667	0.10158	73.75
9	0.00905	0.08854	89.78
11	0.00166	0.07918	97.91
13	0.00015	0.07278	99.79
15	0.00001	0.06831	99.99

Pada tabel 4.3, dapat terlihat ketika nilai SNR 15 dB, sistem GFDM pada modulasi QAM dengan $\alpha=0$ memiliki nilai BER sebesar 1×10^{-5} , sedangkan untuk sistem GFDM pada modulasi QAM dengan $\alpha=1$ memiliki nilai BER $6,8 \times 10^{-2}$. Dapat disimpulkan bahwa performansi dari sistem GFDM/QAM menggunakan *rectangular pulse* jauh lebih baik dibandingkan dengan penggunaan *non rectangular pulse*. Prosentase penurunan nilai BER dapat mencapai 99,99% pada SNR 15dB.

Hal ini dikarenakan pada saat penggunaan modulasi QAM dengan *Root Root Raised Cosine* atau *non rectangular pulse* dapat menyebabkan sinyal yang dihasilkan kehilangan orthogonalitas. Sehingga orthogonalitas dapat dipertahankan ketika penggunaan *Roll-of-factor* sebesar 0 atau *rectangular pulse* untuk menghindari interferensi antar *subcarrier* sehingga kinerja berdasarkan BER yang dihasilkan lebih baik.

4.5 Hasil Perbandingan Simulasi Sistem GFDM dengan Menggunakan Modulasi *Offset* QAM dan QAM pada Kanal AWGN

Setelah didapatkan perbandingan nilai BER berdasarkan penggunaan *Roll-of-factor*, kemudian dilakukan pengamatan nilai BER pada kasus kanal AWGN dengan modulasi yang berbeda. Pada pemodelan kali ini, disimulasikan sistem GFDM dengan modulasi OQAM dan modulasi QAM menggunakan *Roll-of-factor* (α) sebesar 0,3. Hasil BER yang didapatkan pada penggunaan kedua modulasi tersebut kemudian dibandingkan untuk menunjukkan kinerja dari sistem GFDM. Untuk plot hasil BER dan SNR sistem GFDM dengan $\alpha=0.3$ dapat direpresentasikan pada gambar 4.4 berikut.



Gambar 4.4 Grafik Perbandingan SNR sistem GFDM/OQAM dan GFDM/QAM pada kanal AWGN dengan $\alpha=0.3$

Pada gambar 4.4 terlihat bahwa grafik pada sistem GFDM menggunakan modulasi *Offset* QAM tampak lebih turun dibandingkan modulasi QAM. Untuk pengamatan nilai BER 10^{-2} penggunaan modulasi OQAM memiliki kinerja SNR 8dB. Sedangkan untuk penggunaan modulasi QAM memiliki kinerja 15dB. Hal ini menunjukkan kinerja dari sistem GFDM pada saat $\alpha=0,3$ menggunakan modulasi OQAM lebih baik ± 7 dB dibandingkan dengan modulasi QAM. Jika dilihat dari pengaruh SNR (*Signal to Noise Ratio*) dalam pemodelan sistem GFDM adalah apabila semakin besar nilai SNR maka BER cenderung semakin kecil.

Sehingga semakin besar noise maka SNR makin kecil sehingga kesalahan *bit* yang diterima di penerima semakin besar.

Tabel 4.4 Nilai BER fungsi SNR GFDM/OQAM dan GFDM/QAM

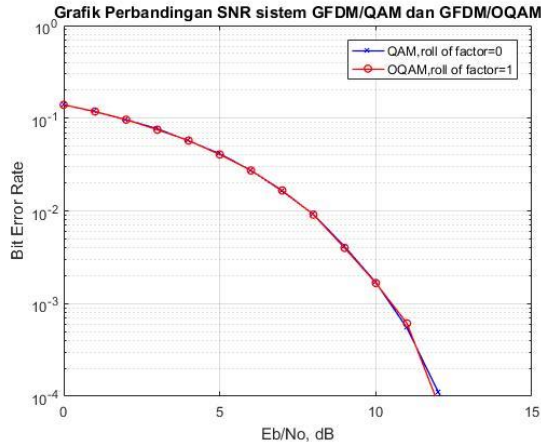
SNR	BER		Prosentase penurunan BER (%)
	Modulasi		
	OQAM	QAM	
1	0.13931	0.153067	8.99
3	0.09491	0.115006	17.48
5	0.05781	0.081972	29.47
7	0.02676	5.67E-02	52.81
9	0.00887	0.037122	76.10
11	0.00142	0.025439	94.41
13	0.00013	1.77E-02	99.28
15	0.00001	0.013083	99.96

Perbandingan nilai BER fungsi SNR sistem seperti pada gambar 4.4 dapat ditunjukkan pada tabel 4.4. Pada tabel 4.4, dapat terlihat ketika nilai SNR 15 dB, sistem GFDM pada modulasi OQAM dengan $\alpha=0.3$ memiliki nilai BER sebesar 1×10^{-5} , sedangkan untuk sistem GFDM pada modulasi QAM memiliki nilai BER $1,3 \times 10^{-2}$. Dapat disimpulkan bahwa performansi dari sistem GFDM menggunakan modulasi *Offset* QAM jauh lebih baik dibandingkan dengan penggunaan modulasi QAM. Prosentase penurunan nilai BER dari modulasi QAM ke modulasi OQAM dapat mencapai 99,96% pada SNR 15dB.

4.6 Hasil Perbandingan Simulasi Sistem GFDM dengan Menggunakan Modulasi *Offset* QAM dan QAM pada Kanal AWGN dengan *Roll-of-factor* yang berbeda

Pada sub bab ini disimulasikan sistem GFDM dengan modulasi QAM dan *Offset* QAM menggunakan *Roll-of-factor* (α) yang berbeda yaitu sebesar 0 pada modulasi QAM dan 1 pada modulasi *Offset* QAM. Dimana *Roll-of-factor* (α) yang bernilai 0 menunjukkan penggunaan *rectangular pulse* pada proses *pulse shaping*. Sedangkan α yang bernilai 1 mewakili penggunaan *non rectangular pulse*. Hasil BER yang

didapatkan pada penggunaan kedua *Roll-of-factor* tersebut kemudian dibandingkan untuk menunjukkan kinerja dari sistem GFDM dengan *pulse shaping* yang berbeda. Untuk plot hasil BER dan SNR sistem dapat direpresentasikan pada gambar 4.5 berikut

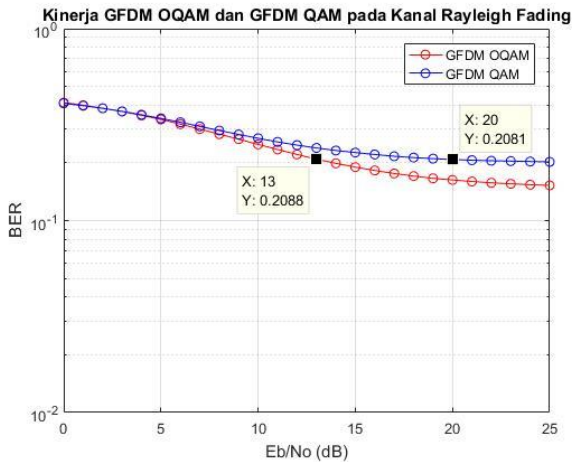


Gambar 4.5 Grafik Perbandingan SNR sistem GFDM/OQAM dan GFDM/QAM pada kanal AWGN

Pada gambar tersebut terlihat bahwa modulasi QAM dengan penggunaan *rectangular pulse* dan modulasi OQAM dengan penggunaan *non rectangular pulse* memiliki nilai SNR yang relative sama. Untuk pengamatan nilai BER 10^{-2} penggunaan modulasi OQAM maupun QAM memiliki kinerja SNR sebesar 8dB. Dapat disimpulkan bahwa apabila digunakan *pulse shaping* dengan pulsa *non rectangular* harus menggunakan modulasi *Offset QAM* agar orthogonalitas dapat tercapai dan tidak terjadi interferensi antar *subcarrier*. Hal ini menunjukkan bahwa kinerja berdasarkan BER dari GFDM menggunakan modulasi QAM dengan *rectangular pulse* yang dihasilkan sama baiknya dengan GFDM menggunakan modulasi *Offset QAM* dengan *non rectangular pulse*.

4.7 Hasil Perbandingan Simulasi Sistem GFDM dengan Menggunakan Modulasi *Offset* QAM dan QAM pada Kanal *Rayleigh Fading*

Setelah didapatkan nilai BER sistem GFDM pada kanal AWGN, kemudian dilakukan pengamatan nilai BER pada kasus kanal *Rayleigh Fading*. Sama seperti pemodelan sebelumnya, dimana disimulasikan sistem GFDM dengan modulasi OQAM dan modulasi QAM menggunakan *Roll-of-factor* (α) sebesar 0,3; 0,5; dan 1. Hasil BER yang didapatkan pada penggunaan kedua modulasi tersebut kemudian dibandingkan untuk menunjukkan kinerja dari sistem GFDM. Untuk plot hasil BER dan SNR sistem GFDM dengan $\alpha=1$ dapat direpresentasikan pada gambar 4.6 berikut.



Gambar 4.6 Grafik perbandingan SNR sistem GFDM/OQAM dan GFDM/QAM pada kanal *Rayleigh Fading* dengan $\alpha=1$

Pada gambar 4.6 terlihat bahwa pada modulasi *Offset* QAM tampak lebih turun dibandingkan modulasi QAM. Untuk pengamatan nilai BER $10^{-0,6}$ penggunaan modulasi OQAM memiliki kinerja SNR 13dB. Sedangkan untuk penggunaan modulasi QAM memiliki kinerja 20dB. Hal ini menunjukkan kinerja dari sistem GFDM pada kanal *Rayleigh Fading* saat

$\alpha=1$ menggunakan modulasi OQAM lebih baik ± 7 dB dibandingkan dengan modulasi QAM.

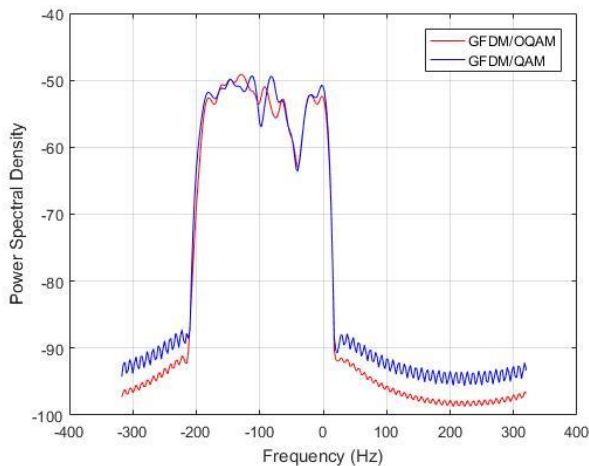
Perbandingan nilai BER fungsi SNR sistem seperti pada gambar 4.6 dapat ditunjukkan pada tabel 4.5. Pada tabel 4.5, dapat terlihat ketika nilai SNR 25 dB, sistem GFDM dengan modulasi OQAM dengan $\alpha=1$ memiliki nilai BER sebesar 15×10^{-2} , sedangkan untuk sistem GFDM dengan modulasi QAM memiliki nilai BER 20×10^{-2} . Dapat disimpulkan bahwa performansi dari sistem GFDM pada kanal *Rayleigh Fading* menggunakan modulasi *Offset QAM* sedikit lebih baik dibandingkan dengan penggunaan modulasi QAM. Prosentase penurunan nilai BER dari modulasi QAM ke modulasi OQAM mencapai 23,61% pada SNR 25dB

Tabel 4.5 Nilai BER fungsi SNR pada sistem GFDM/OQAM dan GFDM/QAM dengan $\alpha=1$

SNR	BER		Prosentase penurunan BER (%)
	Modulasi		
	OQAM	QAM	
1	0.408039	0.405989	0.00
3	0.3828	0.381406	0.00
5	0.351744	0.352483	0.21
7	0.317706	0.321822	1.28
9	0.282056	0.291811	3.34
11	0.249033	0.266406	6.52
13	0.221111	0.245617	9.98
15	0.198656	0.229106	13.29
17	0.1823	0.218428	16.54
19	0.171	0.211039	18.97
21	0.162917	0.206722	21.19
23	0.157678	0.203056	22.35
25	0.153483	0.200922	23.61

4.8 Hasil Simulasi *Power Spectral Density* pada GFDM/OQAM dan GFDM/QAM

Pada sub bab ini dilakukan simulasi untuk mengetahui analisa sistem GFDM/OQAM dan GFDM/QAM yang ditinjau dari bentuk spektrumnya. Kerapatan spektrum (*Spectral density*) sebuah sinyal dapat mencirikan distribusi energi atau daya sinyal pada domain frekuensi. Konsep ini penting untuk membahas mengenai penapisan pada sistem komunikasi. Ketika sinyal atau *noise* akan dievaluasi pada bagian output filter, maka *Power Spectral Density* (PSD) dapat digunakan untuk mengevaluasinya.



Gambar 4.7 Grafik *Power Spectral Density* pada sistem GFDM/OQAM dan GFDM/QAM

Sinyal informasi yang ditransmisikan dilakukan transformasi ke dalam domain frekuensi terlebih dahulu menggunakan FFT yang selanjutnya diamati dengan menggunakan PSD (*Power Spectral Density*) berbasis metode *Welch*. Hasil grafik *Power Spectral Density* pada GFDM dapat dilihat pada gambar 4.7 dapat disimpulkan bahwa GFDM dengan menggunakan modulasi OQAM memiliki *sidelobe* yang lebih rendah dibandingkan dengan GFDM menggunakan modulasi QAM, sehingga dapat menurunkan radiasi *Out of Band*. Redaman atau *attenuasi* untuk GFDM/OQAM bernilai kurang lebih -5dB dibawah sinyal GFDM/QAM.

BAB 5

PENUTUP

5.1 Kesimpulan

Dari pembahasan dan analisa berupa grafik BER terhadap SNR dari informasi yang dilewatkan pada kanal AWGN dan *Rayleigh Fading*, maka melalui penelitian tugas akhir ini dapat ditarik kesimpulan sebagai berikut :

1. Penggunaan *roll off factor* berpengaruh pada kinerja sistem GFDM/QAM. Semakin naik penggunaan *Roll-of-factor* (α), maka nilai BER semakin meningkat pula. Hal ini dibuktikan ketika nilai SNR 25 dB, sistem GFDM/QAM dengan $\alpha=0,3$ memiliki nilai BER 7×10^{-3} , untuk $\alpha=0.5$ memiliki nilai BER 13×10^{-3} , sedangkan untuk $\alpha=1$ memiliki nilai BER 62×10^{-3} .
2. Sedangkan untuk hasil yang didapatkan pada GFDM/OQAM ketika nilai SNR 15 dB, sistem GFDM/OQAM dengan $\alpha=0,3$; $\alpha=0,5$ maupun $\alpha=1$ memiliki nilai BER 0. Sehingga penggunaan *Roll-of-factor* dengan *pulse non rectangular* pada GFDM dengan modulasi OQAM dapat memberikan kinerja sistem yang baik.
3. Kinerja sistem GFDM/OQAM pada kanal AWGN lebih baik dibandingkan dengan sistem GFDM/QAM. Hal ini dapat diketahui pada nilai SNR 15 dB, sistem GFDM pada modulasi OQAM dengan $\alpha=0.3$ memiliki nilai BER sebesar 1×10^{-5} , sedangkan untuk sistem GFDM pada modulasi QAM memiliki nilai BER $1,3 \times 10^{-2}$.
4. Apabila digunakan *pulse shaping* dengan pulsa *non rectangular* pada sistem GFDM harus menggunakan modulasi *Offset QAM* agar orthogonalitas dapat tercapai dan tidak terjadi interferensi antar *subcarrier*.
5. Untuk hasil pada kanal *Rayleigh Fading* dimana ketika nilai SNR 25 dB, sistem GFDM/OQAM memiliki nilai BER sebesar 15×10^{-2} dan untuk sistem GFDM/QAM dihasilkan nilai BER 20×10^{-2} .
6. Prosentase penurunan nilai BER dari modulasi QAM ke modulasi OQAM dengan *Roll-of-factor* sebesar pada SNR 25dB mencapai 99,96% pada kanal AWGN dan 23,61% pada kanal *Rayleigh Fading*.
7. GFDM/OQAM memiliki *sidelobe* yang lebih rendah dibandingkan dengan GFDM/QAM apabila ditinjau dari grafik *Power Spectral Density*, sehingga pada penggunaan modulasi OQAM dapat menurunkan radiasi *Out of Band*.

5.2 Saran

Pada pengerjaan tugas akhir ini, saran yang dapat diberikan penulis untuk pengembangan penelitian lebih lanjut untuk topik GFDM/OQAM antara lain :

1. Penerapan modulasi *Offset QAM* pada GFDM akan menimbulkan interferensi yang disebabkan oleh data transmisi yang berdekatan pada domain waktu dan frekuensi. Hal ini akan bermasalah ketika penerapan skema transmisi *Multiple Input Multiple Output* (MIMO).
2. Perlu dilakukan pengamatan mengenai pengaruh distorsi nonlinear salah satunya dengan menggunakan model Saleh.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] N. Michailow, R. Datta, S. Krone, M. Lentmaier, and G. Fettweis, "Generalized frequency division multiplexing: A flexible multi-carrier modulation scheme for 5th generation cellular networks," in *Proceedings of the German microwave conference (GeMiC'12)*, 2012, pp. 1–4.
- [2] S. K. Bandari, V. V. Mani, and A. Drosopoulos, "OQAM implementation of GFDM," in *Telecommunications (ICT), 2016 23rd International Conference on*, 2016, pp. 1–5.
- [3] S. Randel, A. Sierra, X. Liu, S. Chandrasekhar, and P. Winzer, "Study of multicarrier offset-QAM for spectrally efficient coherent optical communications," in *European Conference and Exposition on Optical Communications*, 2011, p. Th–11.
- [4] R. Ajeng Rochmatika, "Implementasi dan Analisis Teknik Reduksi PAPR OFDM Menggunakan Metode PTS pada WARP."
- [5] S. Wulandari, "Gabungan Modulasi OQAM dan Pulse Shaping pada Sistem OFDM," *J. Tek. POMITS*, 2005.
- [6] V. Selvakumar, "Analysis of LTE Radio Frame by eliminating Cyclic Prefix in OFDM and comparison of QAM and Offset-QAM," *Linnaeus Univ.*
- [7] J. Zhao, "Offset-QAM multicarrier technology for optical systems and networks," in *Optical Communications and Networks (ICOON), 2014 13th International Conference on*, 2014, pp. 1–4.
- [8] N. Michailow *et al.*, "Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 9, pp. 3045–3061, Sep. 2014.
- [9] S. K. Antapurkar *et al.*, "GFDM performance in terms of BER, PAPR and OOB and comparison to OFDM system," in *AIP Conference Proceedings*, 2016, vol. 1715, p. 020039.
- [10] N. Michailow, "Generalized Frequency Division Multiplexing Transceiver Principles," *Univ Dresd. Ger.*, 2015.
- [11] S. K. Bandari, V. V. Mani, and A. Drosopoulos, "GFDM/OQAM implementation under Rician fading channel," in *Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), 2016 International Conference on*, 2016, pp. 256–260.

- [12] K. Syahgustina, “Simulasi dan Analisa Kinerja Sistem MIMO OFDM-FDMA Berdasarkan Alokasi Subcarrier,” *Univ. Indones.*, 2009.
- [13] N. Michailow *et al.*, “Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 9, pp. 3045–3061, Sep. 2014.
- [14] J. A. Yunas, A. Fahmi, and N. Andini, “Analisis Reduksi PAPR dengan Teknik *Clipping* dan *Pulse Shaping* menggunakan *Filter RRC* PADA SC-FDMA.” *Universitas Telkom*. 2013.
- [15] N. Michailow *et al.*, “Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 9, pp. 3045–3061, Sep. 2014.
- [16] E. Wulansari, “Analisa Kinerja Teknik Linear Precoding Block Diagonalization (BD) Pada Sistem Multi User MIMO Menggunakan Detektor Zero Forcing (ZF),” *PENS-ITS*, 2015.
- [17] I. Gaspar, M. Matthe, N. Michailow, L. Leonel Mendes, D. Zhang, and G. Fettweis, “Frequency-Shift Offset-QAM for GFDM,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 19, no. 8, pp. 1454–1457, Aug. 2015.
- [18] N. Michailow, I. Gaspar, S. Krone, M. Lentmaier, and G. Fettweis, “Generalized frequency division multiplexing: Analysis of an alternative multi-carrier technique for next generation cellular systems,” in *Wireless Communication Systems (ISWCS), 2012 International Symposium on*, 2012, pp. 171–175.
- [19] B. Farhang-Boroujeny and H. Moradi, “Derivation of GFDM based on OFDM principles,” in *Communications (ICC), 2015 IEEE International Conference on*, 2015, pp. 2680–2685.

LAMPIRAN A

PENGESAHAN TUGAS AKHIR

Departemen Teknik Elektro
Fakultas Teknologi Elektro – ITS

TE141599 TUGAS AKHIR – 4 SKS

10 FEB 2017

Nama Mahasiswa : Feris Hepi Ramadiansyah
Nomor Pokok : 2213 100 040
Bidang Studi : Telekomunikasi Multimedia
Tugas Diberikan : Semester Genap Th. 2016/2017
Dosen Pembimbing : 1. Dr. Ir. Titiek Suryani, MT.
2. Dr. Ir. Suwadi, MT.
Judul Tugas Akhir : **Perbaikan Kinerja Sistem Generalized Frequency Division Multiplexing dengan menggunakan Offset Quadrature Amplitude Modulation**
(Performance Improvements of Generalized Frequency Division Multiplexing System using Offset Quadrature Amplitude Modulation)

Uraian Tugas Akhir :

Aplikasi komunikasi nirkabel masa depan menuntut pelayanan *data rate per user* yang tinggi, *latency* yang rendah, dan spektrum yang efisien. Salah satu pesaing yang menjanjikan untuk generasi kelima (5G) adalah *Generalized Frequency Division Multiplexing* (GFDM). GFDM adalah modulasi *multi-carrier* yang berkaitan dengan *pulse shaping* yang fleksibel dan menyediakan *time-frequency localization* yang baik. Namun, Penggunaan modulasi QAM dalam sistem GFDM kurang efisien dikarenakan menurut teorema Balian-Low menunjukkan bahwa *time-frequency localization* yang baik dapat menghasilkan rekonstruksi terdistorsi simbol bernilai kompleks yang dikirim pada *Nyquist Rate*. Modulasi QAM ini akan menghalangi ortogonalitas yang berdampak pada kinerja *matched-filter* sehingga *Symbol Error Rate* (SER) yang dihasilkan akan lebih buruk. Perbaikan kinerja GFDM dapat dilakukan dengan menggunakan skema modulasi *Offset QAM*, dimana pendekatan ortogonalitas dapat dicapai untuk mempertahankan *time-frequency localization* yang baik sehingga dapat meningkatkan efisiensi spektrum dan mengurangi efek ICI/ISI serta *matched-filter* dapat digunakan tanpa *self-interface*.

Pada Tugas Akhir ini akan dilakukan analisa dan pengujian pada modulasi OQAM/GFDM dalam hal performa symbol error rate (SER) pada kasus kanal *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) dan *Rayleigh fading* dengan menggunakan *software* Matlab.

Dosen Pembimbing I,

Dr. Ir. Titiek Suryani, MT.
Nip. : 1964100619301989032001



Dr. Ir. Dede R. Riwanto, ST, M.Eng., Ph.D.
Nip. : 197311192000031001

Dosen Pembimbing II,

Dr. Ir. Suwadi, MT.
Nip. : 196808181993031002

Menyetujui,
Kepala Laboratorium Komunikasi
Multimedia

Dr. Ir. Endroyono, DEA
Nip. : 196504041991021001

[Halaman Ini Sengaja Dikosongkan]

LAMPIRAN B

Hasil *Bit Error Rate* Simulasi

Tabel 1. BER pada sistem GFDM/QAM kanal AWGN dengan *Roll-of-factor* =0.3, 0.5, dan 1

SNR	BER		
	<i>Roll-of-factor</i>		
	0,3	0,5	1
1	0.1509	0.1550	0.1758
2	0.1334	0.1370	0.1590
3	0.1146	0.1180	0.1454
4	0.0991	0.1024	0.1312
5	0.0813	0.0877	0.1209
6	0.0683	0.0744	0.1099
7	0.0557	0.0640	0.1017
8	0.0461	0.0534	0.0955
9	0.0372	0.0460	0.0887
10	0.0300	0.0390	0.0843
11	0.0244	0.0335	0.0798
12	0.0207	0.0295	0.0762
13	0.0173	0.0261	0.0736
14	0.0146	0.0223	0.0714
15	0.0131	0.0209	0.0690
16	0.0114	0.0187	0.0677
17	0.0105	0.0178	0.0669
18	0.0097	0.0168	0.0659
19	0.0086	0.0157	0.0648
20	0.0082	0.0153	0.0647
21	0.0080	0.0149	0.0639
22	0.0076	0.0145	0.0634
23	0.0073	0.0142	0.0633
24	0.0069	0.0138	0.0632
25	0.0070	0.0135	0.0627

Tabel 2. BER pada sistem GFDM/OQAM kanal AWGN dengan *Roll-of-factor* =0, 0.5, dan 1

SNR	BER		
	<i>Roll-of-factor</i>		
	0.3	0,5	1
1	0.13833	0.13947	0.13915
2	0.11678	0.11744	0.11743
3	0.09731	0.09645	0.09741
4	0.07677	0.07501	0.07646
5	0.05587	0.05762	0.05800
6	0.04071	0.04134	0.04079
7	0.02691	0.02706	0.02794
8	0.01671	0.01597	0.01626
9	0.00869	0.00896	0.00900
10	0.00418	0.00423	0.00401
11	0.00170	0.00152	0.00182
12	0.00040	0.00052	0.00057
13	0.00014	0.00013	0.00015
14	0.00004	0.00001	0.00000
15	0.00000	0.00000	0.00000

Tabel 3. Prosentase penurunan BER pada sistem GFDM/QAM

SNR	BER		Prosentase penurunan BER (%)
	<i>Roll-of-factor</i>		
	0	1	
1	0.14064	0.17239	18.41
2	0.11794	0.15851	25.59
3	0.09734	0.14271	31.79
4	0.07727	0.13174	41.35
5	0.05791	0.11979	51.66
6	0.04134	0.11039	62.55
7	0.02667	0.10158	73.75
8	0.01657	0.09347	82.27
9	0.00905	0.08854	89.78

10	0.00398	0.08249	95.18
11	0.00166	0.07918	97.91
12	0.00043	0.07503	99.42
13	0.00015	0.07278	99.79
14	0.00003	0.07066	99.96
15	0.00001	0.06831	99.99

Tabel 4. Nilai BER fungsi SNR GFDM/OQAM dan GFDM/QAM kanal AWGN

SNR	BER		Prosentase penurunan BER (%)
	Modulasi		
	OQAM	QAM	
1	0.13931	0.153067	8.99
2	0.11663	0.133994	12.96
3	0.09491	0.115006	17.48
4	0.07645	0.097272	21.41
5	0.05781	0.081972	29.47
6	0.04113	0.067633	39.18
7	0.02676	5.67E-02	52.81
8	0.01669	0.044933	62.85
9	0.00887	0.037122	76.10
10	0.00404	0.030161	86.61
11	0.00142	0.025439	94.41
12	0.00050	0.020256	97.53
13	0.00013	1.77E-02	99.28
14	0.00001	0.015272	99.96
15	0.00001	0.013083	99.96

Tabel 5. Nilai BER fungsi SNR sistem GFDM/OQAM dan GFDM/QAM pada *Rayleigh Fading* dengan *Roll-of-factor* =0.3

SNR	BER		Prosentase penurunan BER (%)
	Modulasi		
	OQAM	QAM	
1	0.40877778	0.40793889	0
2	0.39621667	0.39701667	0.20150288
3	0.38308889	0.38416667	0.28054953
4	0.3685	0.36996111	0.3949364
5	0.35279444	0.35489444	0.59172524
6	0.33535	0.33863889	0.97120827
7	3.18E-01	0.32161667	1.10379852
8	0.30022778	0.30457778	1.42820662
9	0.28242222	0.28823333	2.01611349
10	0.265	0.27331111	3.04089763
11	0.24868333	2.59E-01	3.84714525
12	0.23401111	0.24528889	4.59775322
13	2.21E-01	0.23352222	5.53361564
14	0.20862222	0.22323333	6.54521925
15	0.1989	0.21442222	7.23909213
16	0.19	0.20682222	8.13366283
17	0.18277222	0.20013333	8.67477237
18	0.17613333	0.195	9.67521368
19	0.17085	0.19077222	10.4429366
20	0.16628889	0.18726111	11.1994541
21	0.16305556	0.18433889	11.5457641
22	0.15972778	0.18159444	12.0414844
23	0.15726667	0.17962778	12.4485819
24	0.15540556	0.17798333	12.6853326
25	1.54E-01	0.17668889	13.0455289

LAMPIRAN C

LISTING PROGRAM

```

clear all
close all
clc
%-----GFDM AWGN -----%

%Parameter
K=8;%number of subcarriers
M=10;%number of subsymbols
Kindex = 1:K;
s=M*K*8;
r=2.5;%length of the cyclic prefix (CP) in
multiples of 'subsymbols'
CP=r*K;
a=0.3;%roll-off
jsimbol=1000;
b=randi([0 1],1,(K-3*K/8)*(M-1)*4*jsimbol);
sp=reshape(b,4,[])

%mapping
xI1=2*sp(1,:)-1;
xI2=2-(2*sp(2,:)-1);
xQ1=2*sp(3,:)-1;
xQ2=2-(2*sp(4,:)-1);
xI=xI1.*xI2;xQ=xQ1.*xQ2;
qam=xI+j*xQ; %QAM modulation
qamp=reshape(qam,(K-3*K/8),[]);
js=jsimbol-1;

% Symbol source
s=zeros(K,M);
d=[];
for k1=1:jsimbol
    s(1:(K-3*K/8),2:M)=qamp(:,(M-1)*(k1-1)+1:(M-1)*(k1));
    s=circshift(s,-1)

```

```

dd=reshape(s,[],1);
s=zeros(K,M);
d(:,k1)=dd;
end
% Split into real and imag
di = real(d);
dq = imag(d);

% Pulse Shaping
% Meyer RRC (defined in time)
R=((0:(K-1))' -K/2-
eps)/(a*K)+1/2;R(R<0)=0;R(R>1)=1;F=1-R;% Ramp
rise/fall
R=R.^4.*(35 - 84*R+70*R.^2-20*R.^3);F=1-R;%
Meyer auxiliary function
R=1/2*(cos(F*pi)+1);F=1-R;% Meyer RC rise/fall
R=sqrt(R);F=sqrt(F);%Meyer RRC
g=[F;zeros((M-2)*K,1);R];
g=g/sqrt(sum(g.^2));%normalization

gi = g;
gqOQAM = ifft(circshift(fft(gi), M/2)); %OQAM
di circshift sebesar M/2
gqQAM = ifft(circshift(fft(gi),0)); %QAM
tidak digeser

%IFFT
% Ai matrix
Ai = zeros(M*K, M*K);
n = 0:M*K-1; n=n';
w = exp(1j*2*pi/K);
%w=1;
for k=0:K-1
    for m=0:M-1
        Ai(:,m*K+k+1) = 1i^(mod(m,2))*circshift(gi,
m*K) .* w.^(k*n); %proses ifft
    end
end
end

```



```

% Aq OQAM matrix
AqOQAM = zeros(M*K, M*K);
for k=0:K-1
    for m=0:M-1
        AqOQAM(:,m*K+k+1) =
            li^(mod(m,2)+1)*circshift(gqOQAM, m*K) .*
            w.^(k*n);
    end
end

% Aq QAM matrix
AqQAM = zeros(M*K, M*K);
for k=0:K-1
    for m=0:M-1
        AqQAM(:,m*K+k+1) =
            li^(mod(m,2)+1)*circshift(gqQAM, m*K) .*
            w.^(k*n);
    end
end

xOQAM=(Ai)*di+(AqOQAM)*dq; %sinyal modulasi
hasil ifft
xQAM=(Ai)*di+(AqQAM)*dq;

% Add CP
x_cpOQAM=xOQAM([end-CP+(1:CP)],:);
xcpOQAM = [x_cpOQAM;xOQAM];
ExcpOQAM=mean(ones(1,length(xcpOQAM(:,1)))*(xcpOQAM.*conj(xcpOQAM))/length(xcpOQAM(:,1)));
EbNodBOQAM=0:2:25;
EsNodBOQAM=EbNodBOQAM+10*log10(4);

%AWGN
for kn=1:length(EsNodBOQAM);
    xcp1=awgn(xcpOQAM,EsNodBOQAM(kn),0+10*log10(ExcpOQAM)+10*log10(80/45));
    % XcpOQAM=fft(xcp1,4*M*K);
    % XcpOQAM=XcpOQAM/std(XcpOQAM);%normalize to ~0dB

```

```

%remove cp
yOQAM=xcp1(min(size(x_cpOQAM))+1:min(size(xcp1)
)),:);

%FFT
diEOQAM=((Ai))*yOQAM;
diEOQAM=(real(diEOQAM));
dqEOQAM=((AqOQAM))*yOQAM;
dqEOQAM=(real(dqEOQAM));
    dn=reshape(abs(s),[K*M 1]);
    dEOQAM=diEOQAM+j*dqEOQAM; %80x1000
    dEOQAM=reshape(dEOQAM,K,[]); %hasil fft
8x10000
    dEcOQAM=circshift(dEOQAM,1);
    ddEOQAM=dEcOQAM(1:(K-3*K/8),:); %5x10000
    for k2=1:jsimbol
        dddEOQAM(:,(k2-1)*(M-1)+(1:(M-
1)))=ddEOQAM(:,(k2-1)*M+(2:M)); %5x9000
    end
    b1OQAM=(1+sign(real(dddEOQAM)))/2; %5x9000
    b2OQAM=(1-sign(abs(real(dddEOQAM))-2))/2;
    b3OQAM=(1+sign(imag(dddEOQAM)))/2;
    b4OQAM=(1-sign(abs(imag(dddEOQAM))-2))/2;
    b1sOQAM=reshape(b1OQAM,1,[]); %1x45000
    b2sOQAM=reshape(b2OQAM,1,[]);
    b3sOQAM=reshape(b3OQAM,1,[]);
    b4sOQAM=reshape(b4OQAM,1,[]);
    bEpOQAM=[b1sOQAM;b2sOQAM;b3sOQAM;b4sOQAM];
    %4x45000
    bEOQAM=reshape(bEpOQAM,1,[]); %1x180000
    [NBOQAM,BERROQAM]=biterr(bEOQAM,b)
    BEROQAM(1,kn)=BERROQAM;
end

x_cpQAM=xQAM([end-CP+(1:CP)],:);
xcpQAM=[x_cpQAM;xQAM];
ExcpQAM=mean(ones(1,length(xcpQAM(:,1)))*(xcpQ
AM.*conj(xcpQAM))/length(xcpQAM(:,1)));
EbNodBQAM=0:2:25;

```

```

EsNodBQAM=EbNodBQAM+10*log10(4);

%AWGN
for kn1=1:length(EsNodBQAM);
xcp2=awgn(xcpQAM,EsNodBQAM(kn1),0+10*log10(Exc
pQAM)+10*log10(80/45));
XcpQAM=fft(xcp2,4*M*K);
XcpQAM=XcpQAM/std(XcpQAM);%normalize to ~0dB
yQAM=xcp2(min(size(x_cpQAM))+1:min(size(xcp2))
,:);;

diEQAM=(Ai) '*yQAM;
diEQAM=(real(diEQAM));
dqEQAM=(AqQAM) '*yQAM;
dqEQAM=(real(dqEQAM));
    dn1=reshape(abs(s),[K*M 1]);
    %diE=diE.*dn;
    %dqE=dqE.*dn;
    dEQAM=diEQAM+j*dqEQAM;
    dEQAM=reshape(dEQAM,K,[ ]);
    dEcQAM=circshift(dEQAM,1);
    ddEQAM=dEcQAM(1:(K-3*K/8),:);
    for k2=1:jsimbol
        dddEQAM(:,(k2-1)*(M-1)+(1:(M-
1)))=ddEQAM(:,(k2-1)*M+(2:M));
    end
b1QAM=(1+sign(real(dddEQAM)))/2;
b2QAM=(1-sign(abs(real(dddEQAM))-2))/2;
b3QAM=(1+sign(imag(dddEQAM)))/2;
b4QAM=(1-sign(abs(imag(dddEQAM))-2))/2;
b1sQAM=reshape(b1QAM,1,[ ]);
b2sQAM=reshape(b2QAM,1,[ ]);
b3sQAM=reshape(b3QAM,1,[ ]);
b4sQAM=reshape(b4QAM,1,[ ]);
bEpQAM=[b1sQAM;b2sQAM;b3sQAM;b4sQAM];
bEQAM=reshape(bEpQAM,1,[ ]);
[NBQAM,BERRQAM]=biterr(bEQAM,b)
BERQAM(1,kn1)=BERRQAM;
end

```

```

figure (1)
plot(g);
title('RRC pulse shaping filter');

figure(2)
mm=1;kk=5;
tt=0:M*K-1;
subplot(2,2,1)
plot(tt,real(Ai(:,mm*K+kk+1)),'r')
axis([0 M*K-1 -0.15 0.15])
title({'Ai';'Real'})
subplot(2,2,2)
plot(tt,real(AqQAM(:,mm*K+kk+1)))
title({'Aq';'Real'})
axis([0 M*K-1 -0.15 0.15])
subplot(2,2,3)
plot(tt,imag(Ai(:,mm*K+kk+1)),'r')
title({'Ai';'Imaginer'})
axis([0 M*K-1 -0.15 0.15])
subplot(2,2,4)
plot(tt,imag(AqQAM(:,mm*K+kk+1)))
title({'Aq';'Imaginer'})
axis([0 M*K-1 -0.15 0.15])

figure(3)
subplot(2,1,1);
plot(abs(xcp1),'r');
title('sinyal input informasi');
subplot(2,1,2);
plot(abs(xcpQQAM),'b');
title('sinyal input informasi + AWGN');

figure(4);
hist(real(xcp1),40);
title('Histogram Kanal AWGN');
xlabel('Amplitudo');
ylabel('Jumlah');

```

```

figure(5) %di GUI
semilogy(EbNodBOQAM, BEROQAM, 'r-o');
title ('Kinerja GFDM OQAM dan GFDM QAM pada
Kanal AWGN');
xlabel('Eb/No (dB)');
ylabel('BER');
hold on
grid on
semilogy(EbNodBQAM, BERQAM, 'b-x');
legend('GFDM OQAM', 'GFDM QAM');

figure(6);
subplot(3,1,1);
plot(real(xOQAM))
title('sinyal informasi');
subplot(3,1,2);
plot(real(x_cpOQAM))
title('CP');
subplot(3,1,3);
plot(real(xcpOQAM))
title('sinyal informasi setelah penambahan
CP');

figure(7);
plot(real(yOQAM))
title('sinyal informasi setelah pengurangan
CP');

```

```

clear all
close all
clc

%-----GFDM RAYLEIGH FADING-----%

%Paramater
K=8;%number of subcarriers
M=10;%number of subsymbols
Kindex = 1:K;
s=M*K*8;
r=2.5;%length of the cyclic prefix (CP) in
multiples of 'subsymbols'
CP=r*K;
a=0.3;%roll-off
p=1;
jsymbol=1000;
b=randi([0 1],1,(K-3*K/8)*(M-1)*4*jsymbol);
sp=reshape(b,4,[]);

%mapping
xI1=2*sp(1,:)-1;
xI2=2-(2*sp(2,:)-1);
xQ1=2*sp(3,:)-1;
xQ2=2-(2*sp(4,:)-1);
xI=xI1.*xI2;xQ=xQ1.*xQ2;
qam=xI+j*xQ; %QAM Modulation
qamp=reshape(qam,(K-3*K/8),[]);
js=jsymbol-1;

% Symbol source
s=zeros(K,M); %blok gfdm
d=[];
for k1=1:jsymbol
    s(1:(K-3*K/8),2:M)=qamp(:,(M-1)*(k1-1)+1:(M-1)*(k1));
    s=circshift(s,-1);
    dd=reshape(s,[],1);

```

```

s=zeros(K,M);
d(:,kl)=dd; %kumpulan blok gfdm
end

% Split into real and imag
di = real(d);
dq = imag(d);

%pulse shaping
% Meyer RRC (defined in time)
R=( (0:(K-1))' -K/2-
eps)/(a*K)+1/2;R(R<0)=0;R(R>1)=1;F=1-R;% Ramp
rise/fall
R=R.^4.*(35 - 84*R+70*R.^2-20*R.^3);F=1-R;%
Meyer auxiliary function
R=1/2*(cos(F*pi)+1);F=1-R;% Meyer RC rise/fall
R=sqrt(R);F=sqrt(F);%Meyer RRC
g=[F;zeros((M-2)*K,1);R];
g=g/sqrt(sum(g.^2));%normalization

gi = g;
gqQAM = ifft(circshift(fft(gi), M/2)); %QAM
di circshift sebesar M/2
gqQAM = ifft(circshift(fft(gi),0)); %%QAM
tidak digeser

%IFFT
% Ai matrix
Ai = zeros(M*K, M*K);
n = 0:M*K-1; n=n';
w = exp(1j*2*pi/K);
%w=1;
for k=0:K-1
    for m=0:M-1
        Ai(:,m*K+k+1) = 1i^(mod(m,2))*circshift(gi,
m*K) .* w.^(k*n); %proses ifft
    end
end
end

```

```

% Aq OQAM matrix
AqOQAM = zeros(M*K, M*K);
for k=0:K-1
    for m=0:M-1
        AqOQAM(:,m*K+k+1) =
li^(mod(m,2)+1)*circshift(gqOQAM, m*K) .*
w.^(k*n);
    end
end

% Aq QAM matrix
AqQAM = zeros(M*K, M*K);
for k=0:K-1
    for m=0:M-1
        AqQAM(:,m*K+k+1) =
li^(mod(m,2)+1)*circshift(gqQAM, m*K) .*
w.^(k*n);
    end
end

xOQAM=(Ai)*di+(AqOQAM)*dq; %sinyal modulasi
hasil ifft
xQAM=(Ai)*di+(AqQAM)*dq;

%Add CP
x_cpOQAM=xOQAM([end-CP+(1:CP)],:);
xcpOQAM = [x_cpOQAM;xOQAM];
EbNodBOQAM=0:25;

%RAYLEIGH OQAM
for kn=1:length(EbNodBOQAM);
%kanal frekuensi selektif fading dengan 3 path
%-----
%path-1(tidak terdelay dan path gain 0 db)
%-----
%rate=2 Mbps;%inisialisasi
RAY_OQAM=reshape(xcpOQAM,1,[]);

randn('seed',p);

```



```

inphase_oqam=(randn(1,length(RAY_OQAM)))*0.707
;
randn('seed',p+1);
quadrature_oqam=(randn(1,length(RAY_OQAM)))*0.707;
envelope_oqam=sqrt(inphase_oqam.*inphase_oqam+quadrature_oqam.*quadrature_oqam);
rms_envelope_oqam=sqrt(mean(envelope_oqam.^2))
;
envelope_oqam1=envelope_oqam/rms_envelope_oqam
;
hasil_p1_oqam=envelope_oqam1.*RAY_OQAM;

%path-2(terdelay 4 mikroseconds dan path gain -5dB)
%-----)-----
----
nxn2_oqam=zeros(1,length(RAY_OQAM));
nxn2_oqam(1,9:length(RAY_OQAM))=RAY_OQAM(1,(1:length(RAY_OQAM)-8)); %4us=8titik
pathgain2=10^(-5/10);

randn('seed',p+2);
inphase2_oqam=(randn(1,length(RAY_OQAM)))*0.707;
randn('seed',p+3);
quadrature2_oqam=(randn(1,length(RAY_OQAM)))*0.707;
envelope2_oqam=sqrt(inphase2_oqam.*inphase2_oqam+quadrature2_oqam.*quadrature2_oqam);
rms_envelope2_oqam=sqrt(mean(envelope2_oqam.^2));
envelope2_oqam2=envelope2_oqam/rms_envelope2_oqam;
hasil_p2_oqam=envelope2_oqam2.*nxn2_oqam*pathgain2;

%path-3(terdelay 10 mikroseconds dan path gain -10dB)

```

```

%-----) ---
----
xnx3_oqam=zeros(1,length(RAY_OQAM));
xnx3_oqam(1,21:length(RAY_OQAM))=RAY_OQAM(1,(1
:length(RAY_OQAM)-20)); %10us=20titik
pathgain3=10^(-10/10);

randn('seed',p+4);
inphase3_oqam=(randn(1,length(RAY_OQAM)))*0.70
7;
randn('seed',p+5);
quadrature3_oqam=(randn(1,length(RAY_OQAM)))*0
.707;
envelope3_oqam=sqrt(inphase3_oqam.*inphase3_oq
am+quadrature3_oqam.*quadrature3_oqam);
rms_envelope3_oqam=sqrt(mean(envelope3_oqam.^2
));
envelope3_oqam3=envelope3_oqam/rms_envelope3_o
qam;
hasil_p3_oqam=envelope3_oqam3.*xnx3_oqam*pathg
ain3;

xn_tot_oqam=hasil_p1_oqam+hasil_p2_oqam+hasil_
p3_oqam;

%%Kanal AWGN
xcpROQAM=reshape(xn_tot_oqam,min(size(xcpOQAM)
),[]);
xcp1=awgn(xcpROQAM,EbNodBOQAM(kn),0+10*log10(3
5.56));

%remove cp
yOQAM=xcp1(min(size(x_cpOQAM))+1:min(size(xcpR
OQAM)),:);

%FFT
diEOQAM=((Ai))'*yOQAM;
diEOQAM=(real(diEOQAM));
dqEOQAM=((AqOQAM))'*yOQAM;

```

```

dqEOQAM=(real(dqEOQAM));

dn=reshape(abs(s),[K*M 1]);
%diE=diE.*dn;
%dqE=dqE.*dn;
dEOQAM=diEOQAM+j*dqEOQAM; %80x1000
dEOQAM=reshape(dEOQAM,K,[]); %hasil fft
8x10000
dEcQAM=circshift(dEOQAM,1);
ddEOQAM=dEcQAM(1:(K-3*K/8),:); %5x10000
for k2=1:jsimbol
dddEOQAM(:,(k2-1)*(M-1)+(1:(M-
1)))=ddEOQAM(:,(k2-1)*M+(2:M)); %5x9000
end
b1OQAM=(1+sign(real(dddEOQAM)))/2; %5x9000
b2OQAM=(1-sign(abs(real(dddEOQAM))-2))/2;
b3OQAM=(1+sign(imag(dddEOQAM)))/2;
b4OQAM=(1-sign(abs(imag(dddEOQAM))-2))/2;
b1sOQAM=reshape(b1OQAM,1,[]); %1x45000
b2sOQAM=reshape(b2OQAM,1,[]);
b3sOQAM=reshape(b3OQAM,1,[]);
b4sOQAM=reshape(b4OQAM,1,[]);
bEpOQAM=[b1sOQAM;b2sOQAM;b3sOQAM;b4sOQAM];
%4x45000
bEOQAM=reshape(bEpOQAM,1,[]); %1x180000
[NBOQAM,BERROQAM]=biterr(bEOQAM,b)
BEROQAM(1,kn)=BERROQAM;
end

%RAYLEIGH QAM
x_cpQAM=xQAM([end-CP+(1:CP)],:);
xcpQAM=[x_cpQAM;xQAM];
EbNodBQAM=0:25;
for kn1=1:length(EbNodBQAM);

%kanal frekuensi selektif fading dengan 3 path
%-----
%path-1(tidak terdelay dan path gain 0 db)
%-----

```

```

%rate=2 Mbps;%inisialisasi

RAY_QAM=reshape(xcpQAM,1,[]);

randn('seed',p);
inphase1_qam=(randn(1,length(RAY_QAM)))*0.707;
randn('seed',p+1);
quadrature1_qam=(randn(1,length(RAY_QAM)))*0.707;
envelope1_qam=sqrt(inphase1_qam.*inphase1_qam+quadrature1_qam.*quadrature1_qam);
rms_envelope1_qam=sqrt(mean(envelope1_qam.^2));
;
envelope1_qam1=envelope1_qam/rms_envelope1_qam;
;
hasil_p1_qam=envelope1_qam1.*RAY_QAM;

%path-2(terdelay 4 mikroseconds dan path gain -5dB)
%-----)-----
----
xnx2_qam=zeros(1,length(RAY_QAM));
xnx2_qam(1,9:length(RAY_QAM))=RAY_QAM(1,(1:length(RAY_QAM)-8)); %4us=8titik
pathgain2=10^(-5/10);

randn('seed',p+2);
inphase2_qam=(randn(1,length(RAY_QAM)))*0.707;
randn('seed',p+3);
quadrature2_qam=(randn(1,length(RAY_QAM)))*0.707;
envelope2_qam=sqrt(inphase2_qam.*inphase2_qam+quadrature2_qam.*quadrature2_qam);
rms_envelope2_qam=sqrt(mean(envelope2_qam.^2));
;
envelope2_qam2=envelope2_qam/rms_envelope2_qam;
;
hasil_p2_qam=envelope2_qam2.*xnx2_qam*pathgain2;

```

```

%path-3(terdelay 10 mikroseconds dan path gain
-10dB)
%-----)---
-----
nxn3_qam=zeros(1,length(RAY_QAM));
nxn3_qam(1,21:length(RAY_QAM))=RAY_QAM(1,(1:le
ngth(RAY_QAM)-20)); %10us=20titik
pathgain3=10^(-10/10);

randn('seed',p+4);
inphase3_qam=(randn(1,length(RAY_QAM)))*0.707;
randn('seed',p+5);
quadrature3_qam=(randn(1,length(RAY_QAM)))*0.7
07;
envelope3_qam=sqrt(inphase3_qam.*inphase3_qam+
quadrature3_qam.*quadrature3_qam);
rms_envelope3_qam=sqrt(mean(envelope3_qam.^2))
;
envelope3_qam3=envelope3_qam/rms_envelope3_qam
;
hasil_p3_qam=envelope3_qam3.*nxn3_qam*pathgain
3;

xn_tot_qam=hasil_p1_qam+hasil_p2_qam+hasil_p3_
qam;

xcpRQAM=reshape(xn_tot_qam,min(size(xcpQAM)),[
]);
xcp2=awgn(xcpRQAM,EbNodBQAM(kn1),0+10*log10(35
.56)); %awgn
%remove cp
yQAM=xcp2(min(size(x_cpQAM))+1:min(size(xcpRQA
M)),:);

%FFT
diEQAM=(Ai) '*yQAM;

```

```

diEQAM=(real(diEQAM));
dqEQAM=((AqQAM))*yQAM;
dqEQAM=(real(dqEQAM));
dn1=reshape(abs(s),[K*M 1]);
%diE=diE.*dn;
%dqE=dqE.*dn;
dEQAM=diEQAM+j*dqEQAM;
dEQAM=reshape(dEQAM,K,[]);
dEcQAM=circshift(dEQAM,1);
ddEQAM=dEcQAM(1:(K-3*K/8),:);
for k2=1:jsymbol
dddEQAM(:,(k2-1)*(M-1)+(1:(M-1)))=ddEQAM(:,(k2-1)*M+(2:M));
end
b1QAM=(1+sign(real(dddEQAM)))/2;
b2QAM=(1-sign(abs(real(dddEQAM))-2))/2;
b3QAM=(1+sign(imag(dddEQAM)))/2;
b4QAM=(1-sign(abs(imag(dddEQAM))-2))/2;
b1sQAM=reshape(b1QAM,1,[]);
b2sQAM=reshape(b2QAM,1,[]);
b3sQAM=reshape(b3QAM,1,[]);
b4sQAM=reshape(b4QAM,1,[]);
bEpQAM=[b1sQAM;b2sQAM;b3sQAM;b4sQAM];
bEQAM=reshape(bEpQAM,1,[]);
[NBQAM,BERRQAM]=biterr(bEQAM,b)
BERQAM(1,kn1)=BERRQAM;
end

figure (1)
plot(g);
title('RRC pulse shaping filter');

figure(2)
mm=1;kk=5;
tt=0:M*K-1;
subplot(2,2,1)
plot(tt,real(Ai(:,mm*K+kk+1)),'r')
axis([0 M*K-1 -0.15 0.15])

```

```

title({'Ai';'Real'})
subplot(2,2,2)
plot(tt,real(AqQAM(:,mm*K+kk+1)))
title({'Aq';'Real'})
axis([0 M*K-1 -0.15 0.15])
subplot(2,2,3)
plot(tt,imag(Ai(:,mm*K+kk+1)),'r')
title({'Ai';'Imaginer'})
axis([0 M*K-1 -0.15 0.15])
subplot(2,2,4)
plot(tt,imag(AqQAM(:,mm*K+kk+1)))
title({'Aq';'Imaginer'})
axis([0 M*K-1 -0.15 0.15])

figure(3)
subplot(2,1,1);
plot(abs(xcp1),'r');
title('sinyal input informasi');
subplot(2,1,2);
plot(abs(xcpOQAM),'b');
title('sinyal input informasi + AWGN');

figure(4);
hist(real(xcp1),40);
title('Histogram Kanal AWGN');
xlabel('Amplitudo');
ylabel('Jumlah');

figure(5) %di GUI
semilogy(EbNodBOQAM,BEROQAM,'r-
o');%EbNodB,ber16ask,'r-*') %r=0.5,
b=0.55.k=0.6
title ('Kinerja GFDM OQAM dan GFDM QAM pada
Kanal Rayleigh Fading');
xlabel('Eb/No (dB)');
ylabel('BER');
hold on
grid on
axis([0 25 .01 1])

```

```

semilogy(EbNodBQAM, BERQAM, 'b-
x');%,EbNodB,ber16ask, 'r-*') %r=0.5,
b=0.55.k=0.6
legend('GFDM OQAM', 'GFDM QAM');

figure(6);
subplot(3,1,1);
plot(real(xOQAM))
title('sinyal informasi');
subplot(3,1,2);
plot(real(x_cpOQAM))
title('CP');
subplot(3,1,3);
plot(real(xcpOQAM))
title('sinyal informasi setelah penambahan
CP');

figure(7);
plot(real(yOQAM))
title('sinyal informasi setelah pengurangan
CP');

figure(8)
subplot(2,1,1);
plot(abs(xcp1), 'r');
title('sinyal input informasi');
subplot(2,1,2);
plot(abs(xcpOQAM), 'b');
title('sinyal input informasi + Kanal Rayleigh
Fading');

%Histogram Kanal Frekuensi Selektif Fading +
AWGN
figure(9);
hist(real(xcp1),40);
title('Histogram Kanal Rayleigh Fading+AWGN');
xlabel('Amplitudo');
ylabel('Jumlah');

```


BIOGRAFI PENULIS



Penulis bernama Feris Hepi Ramadiansyah. Lahir di Pati, 21 Februari 1995 merupakan putra kedua dari Bapak Sudarto dan Ibu Uswatun Khasanah. Penulis telah menempuh pendidikan formal di SD N Pati Lor 02 Pati, SMP N 3 Pati, dan SMA N 1 Pati. Pada tahun 2013 penulis melanjutkan pendidikan S1 di Teknik Elektro Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya dan mengambil bidang studi Telekomunikasi Multimedia. Selama menjadi mahasiswa penulis aktif dalam kegiatan organisasi mahasiswa dan menjadi asisten praktikum. Penulis dapat dihubungi melalui alamat email ferisramadiansyah21@gmail.com